



Universidad
Carlos III de Madrid

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

Dpto. Tecnología Electrónica

GRUPO DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA (GSEP)

**“DISEÑO AUTOMÁTICO DEL CIRCUITO DE
CONTROL DEL CONVERTIDOR CA/CC
ELEVADOR CON CORRECCIÓN DEL FACTOR
DE POTENCIA”**

PROYECTO FIN DE CARRERA

INGENIERÍA TÉCNICA INDUSTRIAL: ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

AUTOR:

EMILIO GIRÓN GONZÁLEZ

DIRECTOR DE PROYECTO:

CARLOS D. MARTÍNEZ NIETO

TUTOR DE PROYECTO:

ANTONIO LÁZARO BLANCO

JULIO 2009



Universidad
Carlos III de Madrid

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

Dpto. Tecnología Electrónica

GRUPO DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA (GSEP)

**“DISEÑO AUTOMÁTICO DEL CIRCUITO DE
CONTROL DEL CONVERTIDOR CA/CC
ELEVADOR CON CORRECCIÓN DEL FACTOR
DE POTENCIA”**

PROYECTO FIN DE CARRERA

INGENIERÍA TÉCNICA INDUSTRIAL: ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

AUTOR:

EMILIO GIRÓN GONZÁLEZ

DIRECTOR DE PROYECTO:

CARLOS D. MARTÍNEZ NIETO

TUTOR DE PROYECTO:

ANTONIO LÁZARO BLANCO

AGRADECIMIENTOS:

*En primer lugar, quisiera dedicar este Proyecto a mi familia,
en especial a mis padres y mi hermana, ya que con
todo el apoyo que me han brindado desde
mis comienzos con los estudios, nada
hubiese sido igual sin ellos.*

Papá, Mamá, Eva...¡¡Gracias!!

*A Patri, por haberme aguantado durante esos momentos
de nervios con los exámenes por las que
hemos pasado juntos y sobre todo
por tu apoyo y compañía
durante todo este
tiempo.*

Simplemente decirte...¡¡Gracias guapa!!

*No me gustaría dejarme en el tintero, a dos personas importantes,
que han hecho que pueda culminar esta primera etapa
de mis estudios, gracias a su enseñanza, ayuda,
y el esfuerzo de cada uno de ellos para
que hoy pueda estar aquí.*

Por tu paciencia, Carlos.

Toni, Carlos...¡¡Gracias!!

*A todos mis amig@s y compañeros de la Universidad,...
los cuales me han apoyado a lo largo de todo
este tiempo, sin vosotros nada
hubiese sido lo mismo.*

A todos vosotros...¡¡Gracias!!

*A todo el grupo del GSEP, por haber trabajado
juntos durante todos estos meses.
¡¡Gracias!!*

*A todas aquellas personas que no he mencionado,
pero sé que siempre estarán ahí.*

A todos vosotros...¡¡Gracias!!



Índice



ÍNDICE DE FIGURAS.....	V
ÍNDICE DE TABLAS	IX
ÍNDICE DE ACRÓNIMOS Y SÍMBOLOS	XI

Capítulo 1

1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	3
1.1 Introducción	3
1.1.1 Ámbito del Proyecto Fin de Carrera.....	3
1.1.2 Necesidad de corregir el factor de potencia.....	4
1.1.3 Regulación de los armónicos de corriente	7
1.2 Estado de la Técnica.....	14
1.2.1 Clasificación de las soluciones a la Corrección del Factor de Potencia	14
1.2.2 Medida de las prestaciones de los convertidores con CFP de doble etapa	20
1.3 Breve descripción de la solución propuesta	23
1.4 Objetivos	24
1.5 Estructura de la memoria	26

Capítulo 2

2 CONVERTIDOR CC/CC ELEVADOR (BOOST)	31
2.1 Lazo interno de corriente	34
2.1.1 Cálculo de la función de transferencia de la planta del sistema.....	34
2.1.2 Cálculo del regulador	41
2.1.3 Lazo Abierto.....	45
2.1.4 Lazo Cerrado.....	46
2.2 Lazo externo de tensión	49
2.2.1 Cálculo de la función de transferencia de la planta del lazo externo de tensión	49
2.2.2 Cálculo del regulador	52
2.2.3 Cálculo del sensor.....	55
2.2.4 Lazo Abierto.....	56
2.2.5 Lazo Cerrado	57

Capítulo 3

3	CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA: CA/CC ELEVADOR	61
3.1	Introducción	61
3.2	Corrector de Factor de Potencia. Subcircuitos.	69
3.2.1	Etapa de potencia (Elevador)	71
3.2.2	Fuente Universal	73
3.2.3	Lazo de realimentación (FeedBack).....	76
3.2.4	Lazo Feedforward	85
3.2.5	Controlador UC3854	88

Capítulo 4

4	VALIDACIÓN MEDIANTE SIMULACIÓN	95
4.1	Validación mediante simulación.....	95
4.2	Breve conclusión sobre validación.....	105

Capítulo 5

5	ESTUDIO ECONÓMICO	109
5.1	Coste del desarrollo de ingeniería	109
5.2	Presupuesto	110

Capítulo 6

6	CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS	113
6.1	Conclusiones	113
6.2	Trabajos futuros.....	114

BIBLIOGRAFÍA.	118
---------------------------	------------

REFERENCIAS	118
--------------------------	------------

ANEXOS	121
---------------------	------------

Índice de figuras

Capítulo 1

Figura 1.1: Corriente demandada por una carga conexionada a un puente rectificador de onda completa.....	5
Figura 1.2: Tensión y corriente de entrada características de un equipo como fuente de alimentación conmutada sin CFP	6
Figura 1.3: Contenido de armónicos correspondientes a la Figura 1.2	6
Figura 1.4: Diagrama de flujo para la clasificación de los equipos según la norma EN-61000-3-2	9
Figura 1.5: Máscara para la forma de onda de la corriente para clasificar los equipos de clase D, donde la línea M debe coincidir con el valor de pico de la corriente de entrada.....	10
Figura 1.6: Ejemplo de aplicación de la máscara de Clase D en caso de tener el punto máximo desplazado	10
Figura 1.7: Límites de Clase A y Clase D en función de la potencia de entrada.....	11
Figura 1.8: Diagrama de flujo para la clasificación de los equipos según el Amendment 14 a la norma EN-61000-3-2	13
Figura 1.9: Efectos del PFC en la corriente de línea del circuito	14
Figura 1.10: Ejemplo de circuito pasivo CFP para 250 W	15
Figura 1.11: Diagrama de bloques de los convertidores CA/CC de dos etapas.....	17
Figura 1.12: Diagrama de bloques de los convertidores CA/CC de una etapa	19
Figura 1.13: Circuitos correspondientes al Elevador, Reductor y Flyback.....	20
Figura 1.14: CFP sin distorsión en la corriente de entrada	21
Figura 1.15: CFP con dinámica rápida en la tensión de salida.....	22
Figura 1.16: Corrector de Factor de potencia mediante un convertidor Elevador	24
Figura 2.1: Diagrama de bloques del control de dos lazos	31

Capítulo 2

Figura 2.2: Fuente de corriente que se forma a partir del lazo interno de corriente	32
Figura 2.3: Control de dos lazos en modo corriente promediada	32
Figura 2.4: Convertidor CC/CC Boost sensando en la bobina	34
Figura 2.5: Ejemplo del comportamiento lineal y no lineal del sistema para un convertidor determinado.....	34

Figura 2.6: Proceso de promediado para la linealización de un elemento no lineal.....	35
Figura 2.7: Obtención de ecuaciones lineales mediante el método de linealización y perturbación en torno al punto de trabajo.....	35
Figura 2.8: Formas del onda del convertidor Elevador en Modo de Conducción Continua	36
Figura 2.9: Circuito promediado del convertidor Elevador.	37
Figura 2.10: Diagrama de bloques relacionando corriente de salida con tensión de entrada y salida.....	39
Figura 2.11: Diagrama de Bode de la planta obtenida a través de la expresión (17).....	40
Figura 2.12: Diagrama de Bloques del lazo interno de corriente	40
Figura 2.13: Esquema eléctrico del regulador tipo-II	41
Figura 2.14: Respuesta en frecuencia del regulador tipo-II.....	42
Figura 2.15: Respuesta en frecuencia de T(s), R(s) y TMR(s)	43
Figura 2.16: Situación del polo y cero por el método de la K para un regulador tipo-II	43
Figura 2.17: Respuesta en frecuencia del regulador obtenido	45
Figura 2.18: Diagrama de Bode obtenido a partir de la expresión (27) para unos determinados valores del sistema	46
Figura 2.19: Regulador necesario para el cálculo de la función de transferencia en lazo cerrado	46
Figura 2.20: Diagrama de Bloques que representa la expresión (28)	47
Figura 2.21: Diagrama de bloques del Lazo Interno de corriente	47
Figura 2.22: Diagrama de bloques que representa la expresión (31).....	48
Figura 2.23: Diagrama de Bode obtenido a partir de la expresión (29) para unos determinados valores del sistema	49
Figura 2.24: Convertidor CC/CC Elevador.....	50
Figura 2.25: Diagrama de bloques de la expresión (33).....	50
Figura 2.26: Diagrama de bloques del lazo externo de tensión.....	51
Figura 2.27: Diagrama de bloque del lazo interno y externo	51
Figura 2.28: Diagrama de Bode para la planta del lazo externo de tensión (expresión (35)) para unos determinados valores del sistema.....	52
Figura 2.29: Regulador tipo-PI.....	52
Figura 2.30: Respuesta en frecuencia del regulador PI	53
Figura 2.31: Respuesta en frecuencia del regulador tipo-PI para unos valores determinados del sistema	55

Figura 2.32: Sensor del lazo externo.....	55
Figura 2.33: Diagrama de bode bucle abierto lazo externo de tensión.....	57
Figura 2.34: Diagrama de bode bucle cerrado para lazo externo de tensión	58

Capítulo 3

Figura 3.1: Configuración básica del circuito Control del Factor de Potencia.....	61
Figura 3.2: Formas de corriente para el Corrector del Factor de Potencia.....	62
Figura 3.3: Circuito Corrector del Factor de Potencia mediante un Elevador.....	63
Figura 3.4: Circuito CFP con lazo interno de corriente y externo de tensión	64
Figura 3.5: Forma de onda típica de la corriente filtrando en la bobina y sin filtrar en ella65	
Figura 3.6: Circuito CFP con control mediante multiplicador.....	66
Figura 3.7: Circuito CFP con tiempo modulado en el límite de control.....	66
Figura 3.8: Forma de onda de la corriente en la bobina en MCC.....	67
Figura 3.9: Diseño del circuito en Modo de Conducción Discontinuo.....	68
Figura 3.10: Forma de la corriente en la bobina para MCD.....	68
Figura 3.11: Circuito del Corrector del Factor de Potencia en un Elevador	69
Figura 3.12: Subcircuitos que conforman el Corrector del Factor de Potencia	70
Figura 3.13: Diagrama básico de funcionamiento de un Corrector de Factor de Potencia..	71
Figura 3.14: Convertidor Elevador del Corrector Factor de Potencia (etapa de potencia) .	72
Figura 3.15: Relación entre corriente vs tensión de entrada para el cálculo de la bobina...	72
Figura 3.16: Etapa de entrada de un sistema de alimentación	74
Figura 3.17: Convertidor CA/CC con rectificador en la entrada del circuito (emulador de resistencia)	74
Figura 3.18: Forma de onda rectificada de la entrada del circuito	75
Figura 3.19: Cúspide de distorsión.....	76
Figura 3.20: Circuito esquemático del regulador del lazo interno de corriente.....	77
Figura 3.21: Circuito para el cálculo del lazo interno de corriente del lazo FeedBack.....	79
Figura 3.22: Circuito esquemático utilizado para obtener la función de transferencia del regulador tipo-II correspondiente al lazo interno de corriente.....	80
Figura 3.23: Forma de onda correspondiente al amplificador de corriente	81
Figura 3.24: Respuesta en frecuencia de la corriente sensada respecto de la salida del regulador.....	82
Figura 3.25: Respuesta en frecuencia del lazo de control de corriente	83

Figura 3.26: Diseño correspondiente al lazo externo de tensión	84
Figura 3.27: Respuesta en frecuencia del lazo Feedforward	86
Figura 3.28: Circuito correspondiente al lazo Feedforward con posibles valores de sus componentes	87
Figura 3.29: Diagrama de bloque para el UC3854	89

Capítulo 4

Figura 4.1: Circuito completo del CFP realizado con PSim® para la obtención de las simulaciones	97
Figura 4.2: Circuito esquemático implementado en PSIM con indicativo de cada una de las dos etapas. Naranja: etapa de potencia. Azul: etapa de control.	98
Figura 4.3: Simulación obtenida para los valores fijados del lazo externo e interno de control	99
Figura 4.4: Simulación obtenida para la variación del margen de fase para el lazo interno de corriente	100
Figura 4.5: Simulación obtenida para la variación de la frecuencia de corte del lazo interno de corriente a una frecuencia de 3 kHz	101
Figura 4.6: Simulación obtenida a partir de la disminución de la frecuencia de corte del lazo interno de corriente a 500 Hz	102
Figura 4.7: Simulación obtenida a partir de una cambio en la frecuencia de corte del lazo externo de tensión, cuya frecuencia es de 50 Hz.....	103
Figura 4.8: Simulación obtenida para el cambio brusco de la frecuencia de corte del lazo externo de tensión, cuya frecuencia es 200 Hz	104
Figura 4.9: Simulación correspondiente a la tensión a la salida del error de tensión del amplificador del lazo externo de tensión.....	104
Figura 4.10: Simulación a partir de cambio de la red universal del sistema de alimentación	105

Capítulo 6

Figura 6.1: Diseño final de la PCB del Corrector de Factor de Potencia para un Elevador mediante el programa Orcad® Layout.....	115
---	-----

Índice de Tablas

Capítulo 1

Tabla 1.1: Cuadro resumen de la norma EN61000-3-2	12
Tabla 1.2: Ventajas e inconvenientes para las soluciones pasivas del CFP.....	16
Tabla 1.3: Ventajas e inconvenientes de las soluciones activas para un convertidor CA/CC de dos etapas	18
Tabla 1.4: Ventajas e inconvenientes de las soluciones activas para un convertidor CA/CC de una etapa.....	19
Tabla 1.5: Ventajas e inconvenientes sobre el uso del Elevador como convertidor del CFP	24

Capítulo 2

Tabla 2.1: Ventajas e inconvenientes sobre el control en modo corriente promediada.....	33
---	----

Capítulo 3

Tabla 3.1: Descripción de cada uno de las conexiones del UC3854.....	90
--	----

Capítulo 4

Tabla 4.1: Datos introducidos para la planta del convertidor Elevador	95
Tabla 4.2: Tabla resumen con las simulaciones realizadas con PSim®	96

Capítulo 5

Tabla 5.1: Costes correspondientes a la parte de la ingeniería	109
Tabla 5.2: Presupuesto final del Proyecto	110



Índice de Acrónimos y Símbolos

CA: corriente alterna.

CC: corriente continua.

C_o : condensador de salida del convertidor

C_{in} : condensador de entrada para el filtrado de señal.

CFP: Corrector del Factor de Potencia

D: Ciclo de trabajo del convertidor.

DAT: distorsión armónica total.

EMI: Interferencia Electromagnética.

FP: factor de potencia.

f_{red} : frecuencia fundamental de red (50Hz).

f_c : frecuencia de corte del regulador empleado.

G_{iL} : Función de transferencia del lazo interno de corriente sensado en la bobina.

G_{mod} : Ganancia del modulador.

I_d : Corriente que atraviesa al diodo del convertidor.

I_{ds} : Corriente que atraviesa el transistor del convertidor.

I_o : corriente de salida del convertidor.

i_L : Corriente correspondiente a la inductancia del convertidor.

i_{ref} : Corriente de referencia.

i_{red} : corriente de entrada en CA

V_{red} : tensión de entrada en CA

L: inductancia del convertidor Elevador.

MCC: modo de conducción continuo.

MCD: modo de conducción discontinuo.

MF: Margen de fase fijado para los reguladores.

P_{IN} : potencia en la entrada.

P_o : potencia de salida del convertidor.

PWM: modulación por ancho de pulso.

R_o : Resistencia de salida del convertidor.

V_{Aout} : Tensión de error amplificada del lazo externo de tensión.

V_{comp} : Tensión de salida del regulador tipo-II lazo interno de corriente

V_d : Tensión atravesada por el diodo del convertidor.

V_{ds} : Tensión atravesada por el transistor del convertidor.

V_G : Tensión a la entrada (Capítulo-2).

V_{in} : Tensión a la entrada del convertidor.

V_L : Tensión a través de la inductancia.

V_{ref} : Tensión de referencia empleada.

V_{rms} : Tensión eficaz en CA.

V_{ST} : Tensión corriente al diente de sierra.

V_β : Tensión correspondiente al divisor de tensión del sensor del lazo externo de tensión.

$Z_o(s)$: Impedancia de salida

Capítulo-1: Introducción y Objetivos

1	INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	3
1.1	Introducción	3
1.1.1	Ámbito del Proyecto Fin de Carrera	3
1.1.2	Necesidad de corregir el factor de potencia.....	4
1.1.3	Regulación de los armónicos de corriente	7
1.2	Estado de la Técnica.....	14
1.2.1	Clasificación de las soluciones a la Corrección del Factor de Potencia.....	14
1.2.2	Medida de las prestaciones de los convertidores con CFP de doble etapa	20
1.3	Breve descripción de la solución propuesta	23
1.4	Objetivos	24
1.5	Estructura de la memoria.....	26



1 Introducción y Objetivos

1.1 Introducción

En primer lugar se va a describir el ámbito en que se encuadra el presente Proyecto de Fin de Carrera, el cual es la corrección del factor de potencia en convertidores conmutados. De este modo se analizarán brevemente las necesidades que provocan la aparición de este tipo de soluciones, sus causas y las alternativas existentes.

Los parámetros que se emplean para medir las prestaciones de las distintas soluciones presentes en el Estado de la Técnica se enuncian en este capítulo. A partir de ellos se establecen los objetivos que se pretenden conseguir con el convertidor que se va a estudiar a lo largo de este Proyecto. Por otro lado, se incluye una breve descripción de la solución que se analiza en este Proyecto, así como los objetivos buscados en éste, presentando la estructura de la memoria en la cual se pretende mostrar que función tienen cada una de las partes en las que se ha dividido dicha memoria.

1.1.1 Ámbito del Proyecto Fin de Carrera

La Electrónica de Potencia es una disciplina que queda a medio camino entre la Electrónica y la Electricidad. La Electrónica de Potencia se ocupa del control y la conversión de la potencia eléctrica mediante dispositivos semiconductores que operan como interruptores. A diferencia de la electrónica de pequeña señal no se da prioridad a la ganancia, sino al rendimiento.

El avance tecnológico en el campo de los semiconductores ha permitido que la Electrónica de Potencia abarque campos muy diversos, tales como fuentes de alimentación, inversores, rectificadores, balastos, variadores de velocidad, sistemas de alimentación ininterrumpida, etc.

El creciente aumento de productos electrónicos ha impulsado el desarrollo de las fuentes de alimentación. La mayor parte de estos dispositivos precisan tensiones de alimentación estables y bien reguladas para trabajar correctamente.

Las primeras fuentes de alimentación eran lineales. Este tipo de fuentes se caracteriza por su gran tamaño, poca eficiencia y por disipar gran parte de la energía en forma de calor; como consecuencia la vida de los componentes se reduce. Desde el punto de vista de la carga, las potencias que son capaces de transferir está limitada y la tensión de salida siempre ha de ser menor que la de entrada.

Las progresivas necesidades de miniaturización y reducción del consumo de las fuentes dió origen a una nueva tecnología, las fuentes de alimentación conmutadas. Esta nueva tecnología se basa en la idea de transferir la energía de la entrada a la salida partiendo de la tensión de entrada, regulando dicha transferencia mediante el ancho de pulsos.

En sus inicios se trataba de una tecnología cara y desconocida, sin embargo los avances tecnológicos en el campo de los semiconductores, la progresiva disminución del tamaño de los componentes y el abaratamiento de la electrónica de control han hecho posible que las fuentes de alimentación conmutadas ofrezcan mejores características de fiabilidad, tamaño, eficiencia y seguridad que las fuentes lineales.

Por estos y otros factores, en la actualidad uno de los circuitos más utilizados en todos los ámbitos son las fuentes de alimentación conmutadas, empleándose en elementos tan comunes como monitores, televisores, cargadores de baterías, microondas, impresoras láser, instrumentación médica, equipos de música,...

La proliferación de este tipo de equipos unida al hecho de que sus fuentes de alimentación no absorben corriente sinusoidal ha aumentado el contenido armónico que circula por la red. Dadas las consecuencias negativas que provoca el exceso de corrientes armónicas circulando por la red, diferentes organismos han elaborado una normativa y legislación al respecto, cuya finalidad es limitar el contenido armónico de baja frecuencia absorbida de la red por los distintos equipos.

Con la finalidad de disminuir la complejidad y el coste de los convertidores con Corrección del Factor de Potencia (CFP) en dos etapas, y dado que la normativa no exige que la corriente absorbida de la red sea sinusoidal para soluciones de baja potencia se han desarrollado los convertidores con CFP de una etapa. Estos convertidores presentan menos prestaciones que los de dos etapas pero son más baratos.

El convertidor objeto de análisis en este Proyecto Fin de Carrera se puede definir como una fuente de alimentación que se forma a partir de un convertidor Elevador (Boost), que se corresponde con la parte de potencia; y por otra parte, también importante, la parte del control, la cual la conforman el integrado y los distintos lazos, los cuales son objeto de estudio a lo largo del presente documento.

1.1.2 Necesidad de corregir el factor de potencia

La red eléctrica de baja tensión es la fuente de energía más extendida y de menor coste, por lo tanto, es la que se emplea como fuente de alimentación de los equipos electrónicos en la mayor parte de los casos. Sin embargo, un porcentaje muy elevado de estos equipos precisan tensión continua para su alimentación, por lo que se hace preciso incluir una etapa intermedia de acondicionamiento entre la red y el equipo propiamente dicho.

Tradicionalmente, la estructura empleada para realizar esta conversión se componía de un puente de diodos con un condensador de filtro. Éste trata de un circuito sencillo, robusto y barato. Sin embargo, la forma de onda de la corriente absorbida de la red en este tipo de rectificadores se compone de picos de corta duración y elevado valor, tanto positivos como negativos ya que el condensador presenta una tensión continua de valor muy próximo a la tensión de pico de red y sólo se produce circulación de corriente cuando el valor instantáneo de la tensión de entrada es mayor que la tensión en el condensador.

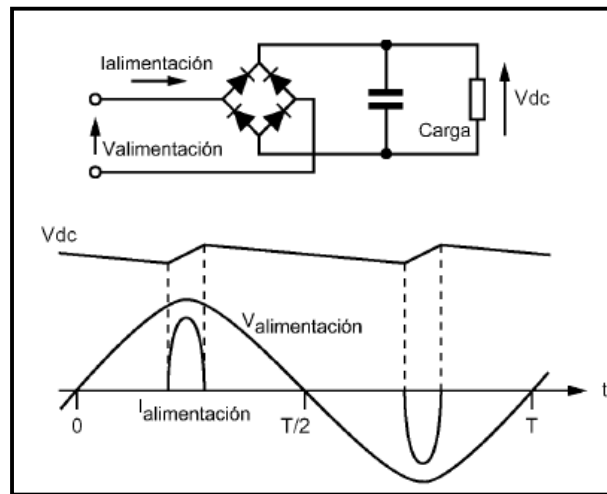


Figura 1.1: Corriente demandada por una carga conexiónada a un puente rectificador de onda completa

Idealmente, para evitar la circulación de armónicos por la red, la corriente absorbida por los equipos debería ser sinusoidal y para evitar componentes reactivas la tensión y la corriente debería estar en fase. En el caso del puente de diodos con condensador de filtro la corriente absorbida de la red dista mucho de ser sinusoidal como se muestra en la Figura 1.1, por tanto, presenta un contenido armónico muy elevado.

Dentro de una instalación, la circulación de armónicos puede perjudicar el normal funcionamiento de los equipos en su entorno próximo provocando distorsiones en aparatos de medida y de telecomunicaciones, calentamiento, desaprovechamiento de la energía eléctrica, pérdidas, etc.

Para tratar de solucionar este problema en la medida de lo posible, distintas organizaciones internacionales han elaborado una normativa destinada a reducir el nivel de armónicos introducidos en la red, como consecuencia de la implantación de estas normas, las técnicas de Corrección del Factor de Potencia (CFP) han experimentado un notable desarrollo.

A modo de ejemplo, si se toma una medida con el osciloscopio sin tener en cuenta el Corrector del Factor de Potencia, la señal que se obtendría será la que se observa en la Figura 1.2.

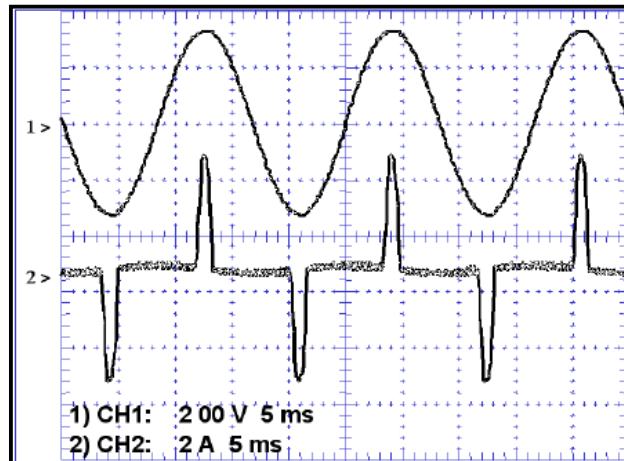


Figura 1.2: Tensión y corriente de entrada características de un equipo como fuente de alimentación conmutada sin CFP

Si se observa la Figura 1.2, se puede notar que la corriente y la tensión están perfectamente en fase, teniendo en cuenta la severa distorsión que presenta la forma de onda de la corriente. Al decir que están prácticamente en fase, se quiere decir que el factor de potencia que se tiene a partir de estas gráficas que se muestran, se encuentra muy próximo a la unidad.

A continuación, en la Figura 1.3, se muestra una gráfica en la cual se representa el contenido armónico que presenta la forma de onda de la corriente mostrada en la Figura 1.2. Como se puede observar el contenido armónico de baja frecuencia es elevado lo que va a provocar una alta distorsión armónica.

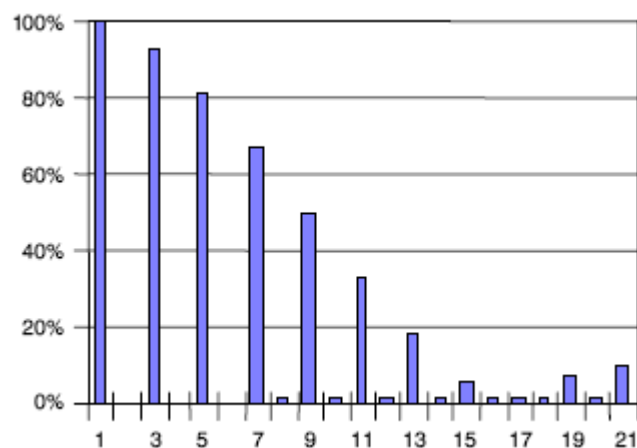


Figura 1.3: Contenido de armónicos correspondientes a la Figura 1.2

1.1.3 Regulación de los armónicos de corriente

Para comercializar un producto dentro del Mercado Común Europeo es preciso cumplir los requisitos que se establecen en las Directivas Europeas vigentes sobre el tipo de producto que se pretende comercializar.

Las Directivas se limitan a establecer los requisitos que debe cumplir un determinado producto antes de ser comercializado en cualquier lugar de la Unión Europea. Los detalles técnicos se proporcionan en los estándares obtenidos de los organismos europeos de normalización CEN, CENELEC y ETSI. El seguimiento de estos estándares es lo que determina la conformidad con los requisitos esenciales de cada directiva.

Todos los productos afectados por una Directiva deben cumplir sus requisitos esenciales, aquellos productos que los cumplan todos, y estén etiquetados como tales, podrán circular libremente por la Comunidad Europea.

Las directivas que afectan a los productos eléctricos y/o electrónicos son:

- Directiva de BAJA TENSIÓN (BT), 73/23/CEE, relativa a niveles de seguridad y al material eléctrico que se pretenda utilizar con determinados niveles de tensión
- Directiva de COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA (CEM), 89/336/CEE, relativa a equipos que sean susceptibles de ser interferidos o de interferir a otros equipos de su entorno.

La directiva de compatibilidad electromagnética es de obligado cumplimiento en España desde Enero de 1996. Su objetivo es garantizar un entorno electromagnético adecuado dentro de la Unión Europea.

El mercado CE es el método empleado por la UE para garantizar que un determinado producto cumpla los requisitos establecidos por las Directivas comunitarias que le son aplicables. El marcado CE es fijado por el propio fabricante durante la etapa de control de calidad antes de la puesta en el mercado del equipo.

El fabricante, o en su defecto su representante, son los responsables de garantizar que el producto marcado como CE cumple todos los requisitos expresados en la Directiva. Para ello se requiere:

- Publicar una declaración de conformidad que debe permanecer a disposición de la autoridad competente durante 10 años a partir de la fecha de comercialización del producto.
- Colocar la marca CE en un lugar visible sobre el equipo, el embalaje, las instrucciones o el certificado de garantía.

Puede ampliarse la información proporcionada en este documento en las referencias [1]-[3] y [4].

Norma armonizada EN 61000-3-2.

La Directiva europea sobre compatibilidad electromagnética se basa en la norma armonizada EN 61000-3-2 [5]-[6]. Entendiéndose como norma armonizada aquella que cumple los siguientes requisitos:

- Elaborada por uno o varios de los siguientes organismos: CEN, CENELEC o ETSI. Mediante invitación expresa de la Comisión Europea.
- Comunicada oficialmente a la Comisión Europea.
- Su referencia ha sido publicada en el DOCE como norma que concede presunción de conformidad con la Directiva.
- Aplicación como norma nacional en al menos un Estado miembro.

El campo de aplicación de la norma EN 61000-3-2 abarca todos aquellos equipos electrónicos y eléctricos que se conecten a la red pública de baja tensión y cuya corriente por fase sea menor o igual que 16 A. [7]

El objetivo del estándar vigente (EN 61000-3-2) es limitar el contenido armónico de la corriente absorbida de la red, dicha norma clasifica los equipos en cuatro clases y aplica límites diferentes en función de la Clase a la que pertenezca el aparato e incluso de las características de potencia del equipo.

En la norma se contemplan cuatro Clases (A, B, C, D):

- Clase A:

Equipos trifásicos equilibrados o cualquier otro equipo que no se incluya dentro de las demás Clases.

- Clase B:

Equipos portátiles no trifásicos, herramientas eléctricas con intervalos de utilización cortos (batidoras, taladradoras,...)

- Clase C:

Equipos de iluminación no trifásicos, lámparas, equipos auxiliares y balastos.

- Clase D:

Equipos con una forma de onda especial y $P \leq 600 \text{ W}$ medida bajo las condiciones establecidas de dicha forma.

Los límites aplicables a las Clases A y B son absolutos, se definen en mA eficaces y su valor es fijo e independiente de la potencia del equipo. Los límites definidos para equipos clasificados como Clase D o C son proporcionales a la potencia de entrada del aparato.

El procedimiento a seguir para establecer a qué Clase pertenece un determinado aparato se describe en la Figura 1.4, en la que se incluye el diagrama de flujo correspondiente.

Para determinar si un equipo pertenece a Clase D se emplea un máscara que se aplica sobre la corriente media de entrada media (medida cuando la entrada es de 230 V_{ef}), normalizada con el valor de pico de corriente de entrada, haciendo coincidir el punto medio de la máscara con el punto de valor máximo de la corriente. Si un porcentaje mayor o igual al 95% de la forma de onda de corriente queda dentro de la máscara que define la norma, entonces se clasifica como Clase D. En caso contrario, se clasifica como Clase A.

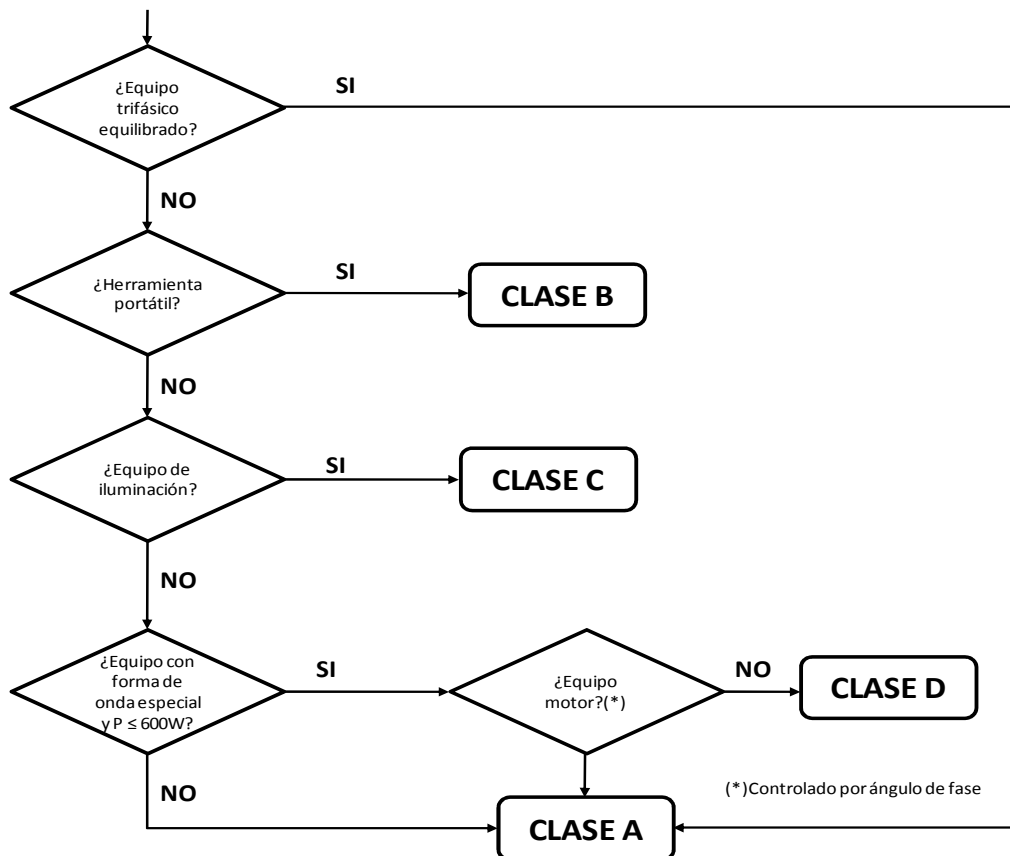


Figura 1.4: Diagrama de flujo para la clasificación de los equipos según la norma EN-61000-3-2

En la Figura 1.5 se incluye un ejemplo de aplicación de la máscara a formas de onda de corriente distintas. Las áreas sombreadas representan el porcentaje de la forma de onda de corriente que queda fuera de la máscara. Si estas áreas constituyen más de un 5% de la onda de corriente completa, entonces el equipo se clasifica como Clase A, si por el contrario se trata de un porcentaje menor, los límites aplicables son los de Clase D.

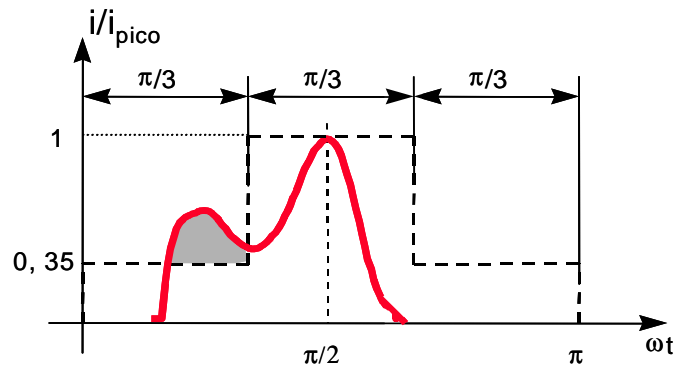


Figura 1.5: Máscara para la forma de onda de la corriente para clasificar los equipos de clase D, donde la línea M debe coincidir con el valor de pico de la corriente de entrada

Si la forma de onda de la corriente de entrada tiene su valor máximo desplazado respecto de $\pi/2$, la máscara también se desplaza, de manera que coincida con la posición del máximo de corriente. El criterio de aplicación de la máscara en este caso será el mismo. En la Figura 1.6 se muestra un ejemplo de aplicación de la Clase D en la situación descrita.

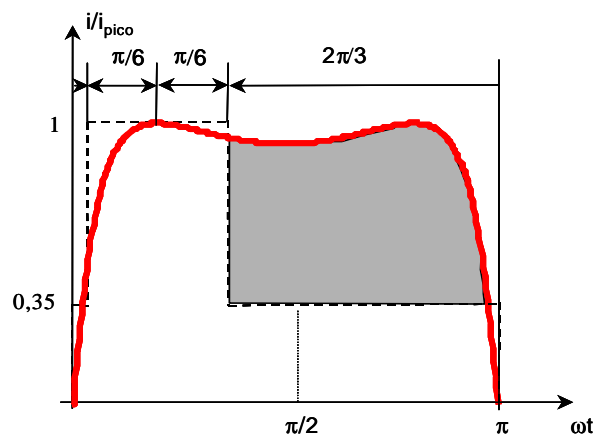


Figura 1.6: Ejemplo de aplicación de la máscara de Clase D en caso de tener el punto máximo desplazado

El ejemplo ilustrado en la Figura 1.6, muestra una forma de onda con dos valores máximos. En este caso se centra la máscara en uno de los máximos de corriente, y se evalúa el tanto por ciento de forma de onda contenida por la máscara. Si este tanto por ciento es inferior al 95%, se considera Clase A.

En la Figura 1.7 se puede observar como los límites de Clase D son generalmente más restrictivos que los de Clase A por tratarse de límites dependientes de la potencia de entrada.

No se aplican valores límites de contenido armónico a ningún equipo cuya potencia de entrada sea menor que 50 W. Por otra parte, a partir de 600 W los límites de obligado cumplimiento son los de Clase A.

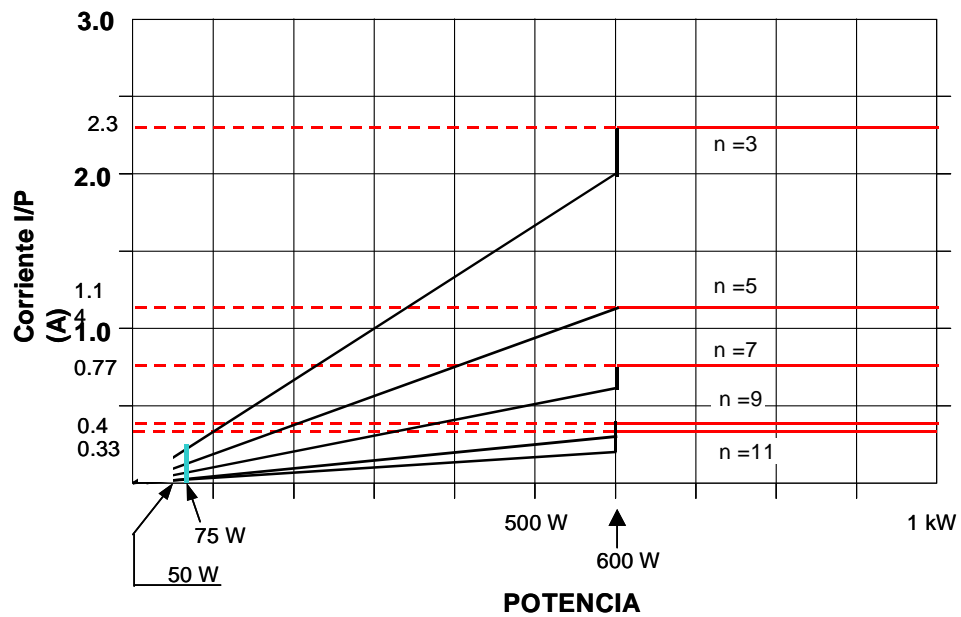


Figura 1.7: Límites de Clase A y Clase D en función de la potencia de entrada

Según la clasificación de los equipos, deben cumplir una serie de limitaciones en sus contenidos armónicos que se muestran en la Tabla 1.1.

Guía rápida de la norma EN 61000-3-2

 Aplicable a equipos monofásicos y trifásicos con: $I \leq 16 A_{ef}$ por fase, Tensiones $\geq 220 V$ (fase-neutro), $P > 25W$

ORDEN DEL ARMÓNICO N	CLASE A	CLASE B	CLASE C	CLASE D
-	A eficaces	A eficaces	% del valor eficaz del armónico fundamental de la corriente de entrada	mA/W de la potencia de entrada (50-600W)
2	1.08	1.620	2	-
3	2.30	3.450	$30 \times \lambda$	3.4
4	0.43	0.645	-	-
5	1.14	1.710	10	1.9
6	0.30	0.450	-	-
7	0.77	1.155	7	1.0
9	0.40	0.600	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	$3.85/n$
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times (15/n)$	$0.225 \times (15/n)$	3	$3.85/n$
$8 < n < 40$	$0.23 \times (8/n)$	$0.345 \times (8/n)$	Solo armónicos impares	Solo armónicos impares

 λ es el Factor de Potencia del circuito

"Solo armónicos impares", implica que no se admitirán los armónicos pares.

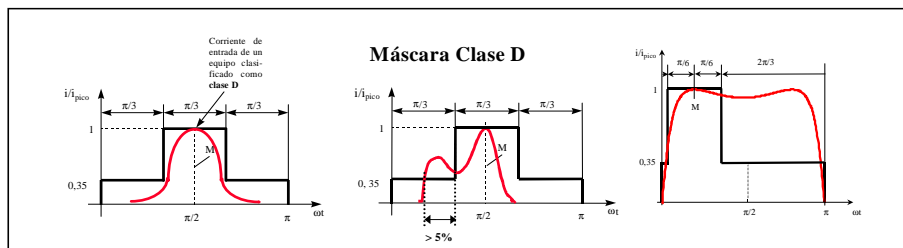
Todos los límites expresados en valores eficaces. Se tendrán en cuenta 40 armónicos

NO se consideran aquellos valores de la corriente armónica:

• < 5mA eficaces ó

 • < 0.6% I_{ef} de entrada

Las medidas deben realizarse a plena carga (para Clase D) o de forma que se obtengan las máximas componentes armónicas bajo condiciones de funcionamiento normal del equipo.


 ① Ventanas temporales de medida, \forall tipo de armónicos :

• ventana rectangular - 16 ciclos

• ventana Hanning - 20 a 25 ciclos

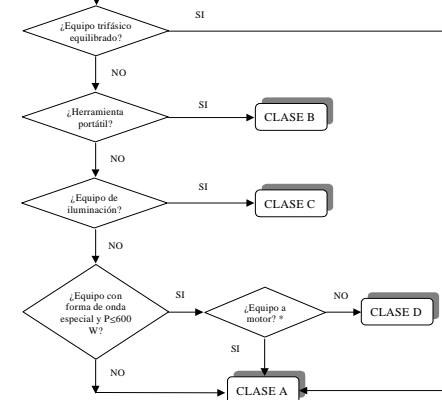
 ② En algunos casos necesario filtro paso-bajo de 1^{er} orden con cte. de tiempo $1.5s \pm 10\%$.

③ Ver requisitos de la tensión de ensayo en la norma.

Cálculo de la Potencia Activa y el Factor de Potencia

$$F_P = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T u(\omega t) \cdot i(\omega t) \cdot d\omega t}{U_{ef} \cdot I_{ef}} \quad P = \frac{1}{T} \int_0^T u(\tau) \cdot i(\tau) \cdot d\tau$$

Diagrama de clasificación de equipos



* Controlado por ángulo de fase

Tabla 1.1: Cuadro resumen de la norma EN61000-3-2

Amendment A14:2000 a la norma EN 61000-3-2.

Esta enmienda a la norma armonizada fue aprobada por CENELEC en septiembre del año 2000 y publicada por el DOCE (Diario Oficial de las Comunidades Europeas) en diciembre del mismo año. Conforme a dicho documento la fecha de obligado cumplimiento, por cese de vigencia de las normas anteriores, es Enero del año 2004. [8]-[10]

El Amendment 14 a la norma EN61000-3-2 traslada muchos productos de la Clase D a la Clase A, menos restrictiva. El proceso de determinación de la Clase a la que pertenece un determinado equipo también se modifica: desaparece la máscara de Clase D.

La enmienda A14:2000 obliga a aquellos productos considerados de alto impacto a cumplir los límites propios de la Clase D, considerando como productos de alto impacto las fuentes de alimentación de los ordenadores personales, de los monitores y de los televisores. Al resto de los equipos se les aplicarán los límites de Clase A. En la Figura 1.8 se representa el nuevo diagrama de flujo de clasificación de los equipos que establece el Amendment 14.

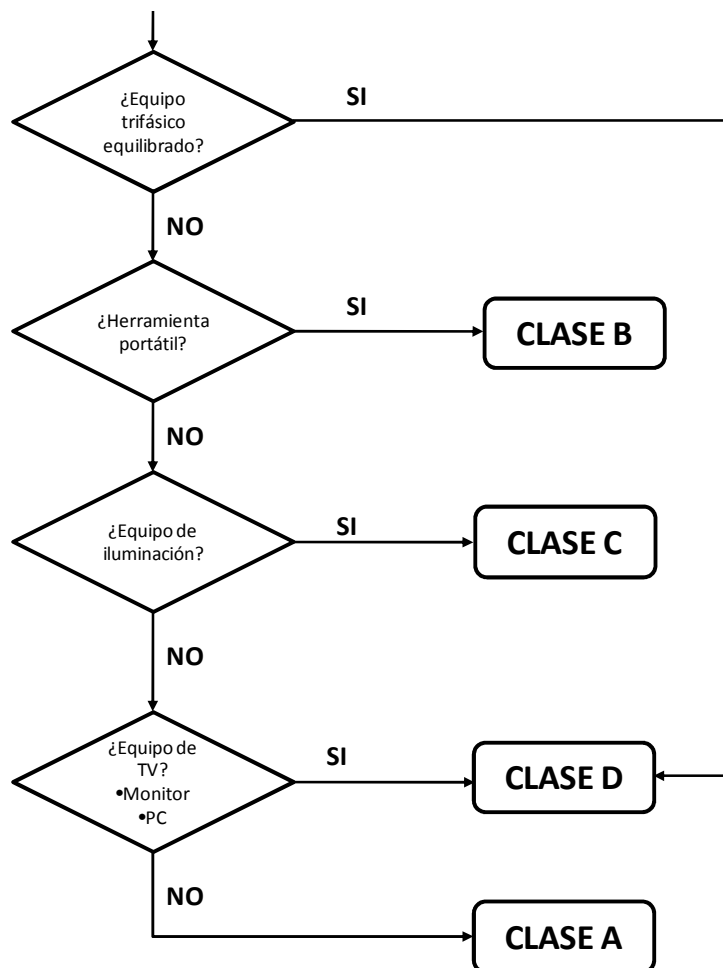


Figura 1.8: Diagrama de flujo para la clasificación de los equipos según el Amendment 14 a la norma EN-61000-3-2

1.2 Estado de la Técnica

A lo largo de este epígrafe se van a exponer brevemente los tipos de soluciones que existen al problema de la Corrección del Factor de Potencia respecto a sus ventajas e inconvenientes. Con objeto de poder comparar distintas soluciones de convertidores de dos etapas, entre las que se encuentra el convertidor a analizar a lo largo de este Proyecto, se enumeran los parámetros mediante los que se comparan las prestaciones de los convertidores de dos etapas con CFP.

1.2.1 Clasificación de las soluciones a la Corrección del Factor de Potencia

Antes de abordar las soluciones a la Corrección del Factor de Potencia se muestra en la Figura 1.9, donde se puede observar el efecto que proporciona un Corrector del Factor de Potencia en la forma de onda de la corriente de entrada al equipo. Hay que destacar sobre esta figura la regulación entre tensión y corriente, por lo que el Factor de Potencia tiende a la unidad.

En las técnicas de corrección del factor de potencia se habían utilizado hasta ahora métodos pasivos y enfocados primordialmente hacia la corrección del factor de desplazamiento, ya que ésta era la exigencia de las empresas de suministro eléctrico. Estos métodos pasivos en ocasiones eran útiles para el filtrado de armónico. Pero cada vez más se imponen la utilización de métodos activos para así poder controlar mejor el factor de potencia, asegurarse que el contenido armónico es mínimo y además poder regular otros parámetros como podría ser la tensión de salida o la potencia de salida. De esta manera, a continuación se mostrarán ambos métodos de corrección con más detalle.

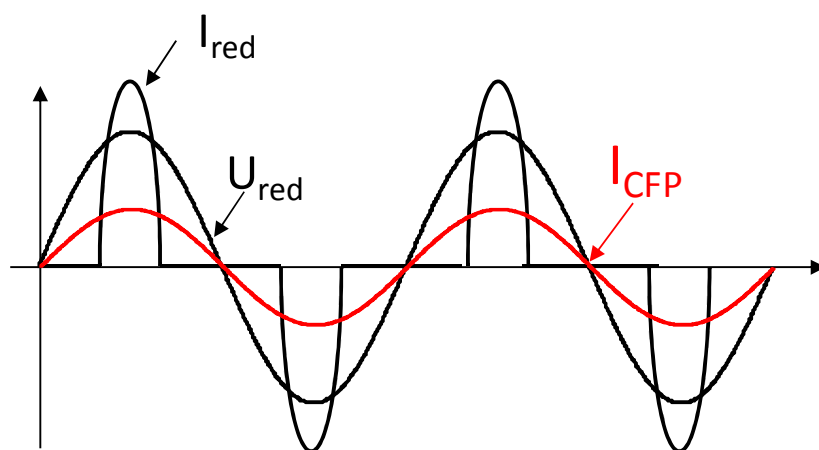


Figura 1.9: Efectos del PFC en la corriente de línea del circuito

Soluciones pasivas

Este tipo de soluciones se basan en añadir elementos reactivos (bobinas y condensadores) al rectificador con objeto de extender la conducción de los diodos de forma que el contenido armónico de la corriente de entrada quede dentro de los límites impuestos por la norma. [11]

Estas soluciones se caracterizan por ser soluciones simples, robustas y baratas. Sin embargo, esta clase de equipos son complicados de diseñar ante un rango de entrada universal y presentan el inconveniente de ser voluminosos y pesados.

El problema que puede presentar este tipo de solución en la compensación pasiva es que su diseño se hace para unas condiciones determinadas de carga y por tanto fuera de estas condiciones la corrección ya no será perfecta. Esto se suele corregir activando bancos de condensadores sucesivamente con relés dependiendo de las condiciones de carga que se tengan. Su ventaja principal es su simplicidad de diseño, además de su robustez, ya que sólo incluye elementos pasivos, su alto rendimiento (99,7%) y su menor coste.

La compensación se puede hacer de forma individual en cada receptor o centralizada a la entrada de toda la instalación. La compensación individual se utiliza generalmente para los equipos de carga más o menos constantes y con un funcionamiento continuo, mientras que la compensación centralizada es conveniente para instalaciones con cargas variables y es aquí donde se utilizan los antes mencionados bancos de condensadores que entran en funcionamiento de forma escalonada.

A continuación, se mostrará un ejemplo de un convertidor pasivo (Figura 1.10) donde se podrá ver las partes más destacables y de mayor importancia de los convertidores para CFP.

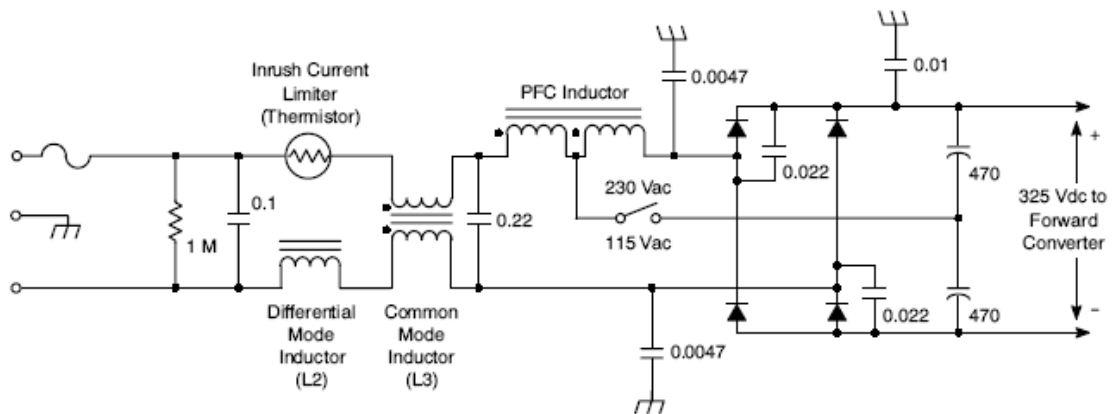


Figura 1.10: Ejemplo de circuito pasivo CFP para 250 W

Si se observa el circuito de la Figura 1.10, se puede describir su funcionamiento, puesto que cuando se tienen 230 V en la entrada, el circuito está haciendo uso de la bobina y del rectificador por lo que su funcionamiento es como el de un rectificador de onda completa. Sin embargo si su tensión es de 115 V, solamente la parte izquierda del inductor y del rectificador son usados, poniendo el circuito en modo duplicador de media onda. Para este

convertidor, si se introducen 230 V a la entrada, se van a obtener a la salida del rectificador unos 325 V, por lo que dicha tensión de salida se verá modificada en función de la tensión de entrada que se tenga. [12]

En la Tabla 1.2 se muestran las principales ventajas e inconvenientes en la utilización de estos circuitos pasivos:

VENTAJAS	INCONVENIENTES
Coste	Mala regulación de carga
Simplicidad	Mala regulación de línea
Fiabilidad	Corriente de entrada elevada en arranque
Robustez	Elimina número limitado de armónico
Menos EMI	FP $\neq 1$
No introduce armónico de alta frecuencia	Tamaño
	Peso

Tabla 1.2: Ventajas e inconvenientes para las soluciones pasivas del CFP

Soluciones activas

Las soluciones activas están formadas por convertidores electrónicos conmutados. Este tipo de soluciones proporcionan mejores resultados en cuanto a la forma de onda de la corriente demandada de la red, llegando a obtenerse sin dificultad corriente de entrada sinusoidal y Factor de Potencia unidad. Sin embargo, se trata de soluciones más costosas y menos robustas que las soluciones pasivas. Dentro de este tipo de soluciones se dispone de tres posibles estrategias para limitar el contenido armónico de la corriente que absorbe un determinado equipo:

Filtros activos.

Convertidores CA/CC de dos etapas.

Convertidores CA/CC de una etapa.

▪ Filtros activos

Su uso resulta especialmente interesante en instalaciones ya existentes para transformar en sinusoidal la corriente de la línea sin necesidad de realizar cambios en las instalaciones.

Sin embargo, su uso está limitado prácticamente a instalaciones de alta potencia debido a su complejidad y elevado coste, aunque sea posible emplearlos en baja potencia. [12]

Mediante la utilización de filtros activos es posible filtrar todas las componentes armónicas de baja frecuencia, sin embargo, su rendimiento es peor que el de los filtros pasivos, generan rizado de corriente de alta frecuencia e interferencias Electromagnéticas.

▪ Convertidores CA/CC de dos etapas

Este tipo de topologías proporcionan Factor de Potencia unidad, corriente de entrada sinusoidal y una tensión de salida bien regulada. El diagrama de bloques correspondiente a este tipo de convertidores se representa en la Figura 1.11. [13]

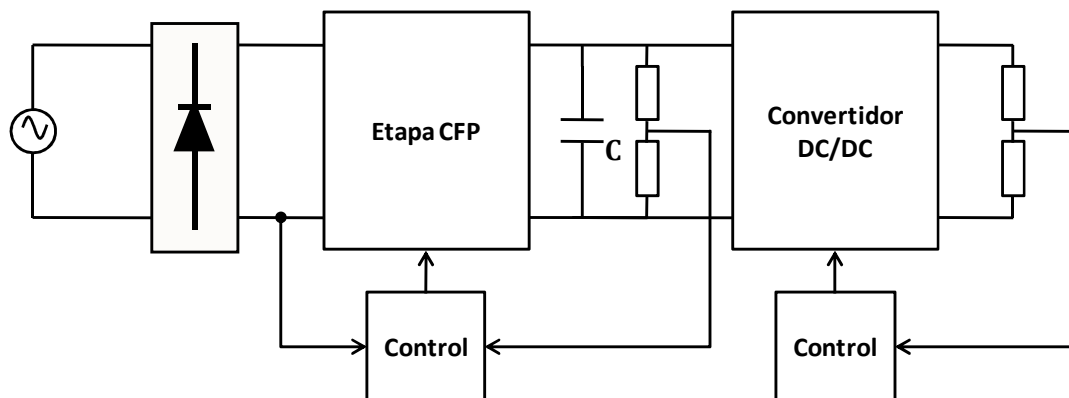


Figura 1.11: Diagrama de bloques de los convertidores CA/CC de dos etapas

El convertidor CA/CC está compuesto por dos etapas independientes, la etapa correctora del factor de potencia o prerreguladora del factor de potencia y un convertidor CC/CC. Uno de los dos lazos de control de la etapa prerreguladora del Factor de Potencia muestrea la tensión de línea y obliga a la corriente de entrada a adoptar una forma idéntica a la de la tensión de entrada, así como a permanecer en fase con ella, de manera que se obtiene un Factor de Potencia unidad.

El segundo lazo de control de la etapa de corrección del factor de potencia se encarga de regular la tensión en el condensador de almacenamiento, aunque su respuesta dinámica es lenta lo que ocasiona la inclusión de la segunda etapa.

El convertidor CC/CC constituye la segunda etapa que cuenta con un único lazo de control mediante el cual regula la tensión de salida y proporciona la respuesta dinámica rápida necesaria.

A pesar de las buenas características que presenta el convertidor de dos etapas respecto a la entrada, su principal inconveniente es la complejidad (ver Tabla 1.3), puesto que es necesario diseñar dos convertidores completos, ambos capaces de transferir la potencia de entrada con el máximo rendimiento. Para soluciones de baja potencia, existen otras alternativas como los convertidores CA/CC de una etapa.

<u>VENTAJAS</u>	<u>INCONVENIENTES</u>
<p>Corriente de línea sinusoidal</p> <p>Funciona con rango de entrada universal</p> <p>Tensión almacenamiento (V_c) regulada</p> <p>Flexibilidad de diseño</p> <p>Válidos para alta y baja potencia</p>	<p>Dos convertidores completos → Complejidad</p> <p>3 lazos de control → 2 prerregulador + 1 CC/CC</p> <p>Procesado doble de la energía → Bajo rendimiento</p> <p>Coste elevado → 2 etapas x interruptores H.V.</p>

Tabla 1.3: Ventajas e inconvenientes de las soluciones activas para un convertidor CA/CC de dos etapas

▪ Convertidores CA/CC de una etapa

La idea básica es integrar en una única etapa las dos que integran el convertidor de dos etapas. Aunque esta solución no es tan buena como la de dos etapas en cuanto a la forma de la corriente de entrada, la corriente que se absorbe es suficientemente buena como para cumplir la norma EN 61000-3-2. [14]

La potencia de entrada de las fuentes de alimentación CA/CC es pulsante mientras que la tensión de salida y la potencia es constante, por tanto es necesario un componente capaz de almacenar energía cuando la potencia de entrada sea mayor que la salida, y cederla a la carga cuando la entrada proporcione menos potencia de la que demanda la carga. Este dispositivo de almacenamiento es un condensador.

Al contrario que en las soluciones de dos etapas, en este tipo de convertidores la tensión del condensador de almacenamiento no está regulada, lo que se regula es la tensión de salida. Como consecuencia en los convertidores de una etapa la tensión en el condensador de almacenamiento varía con la tensión de línea y dependiendo de la solución, también con la potencia de carga.

Ninguna norma exige el factor de potencia unidad, es suficiente con que el contenido armónico de la corriente de entrada sea menos que los límites establecidos por la norma EN 61000-3-2. Por tanto, las soluciones de una etapa, aunque su corriente de entrada no sea sinusoidal, son una buena opción para cumplir los requisitos impuestos por la norma EN 61000-3-2 con un coste asociado moderado.

En aplicaciones de baja potencia los convertidores de una etapa resultan más atractivos que los de dos etapas, debido a su menor coste. Es también en baja potencia donde es posible cumplir la norma, ya que según se establece en EN 61000-3-2 para potencias menores de 600 W los límites aplicables son, los de Clase A o los de Clase D.

A continuación en la Figura 1.12, se muestra un esquema para saber cómo son este tipo de circuitos:

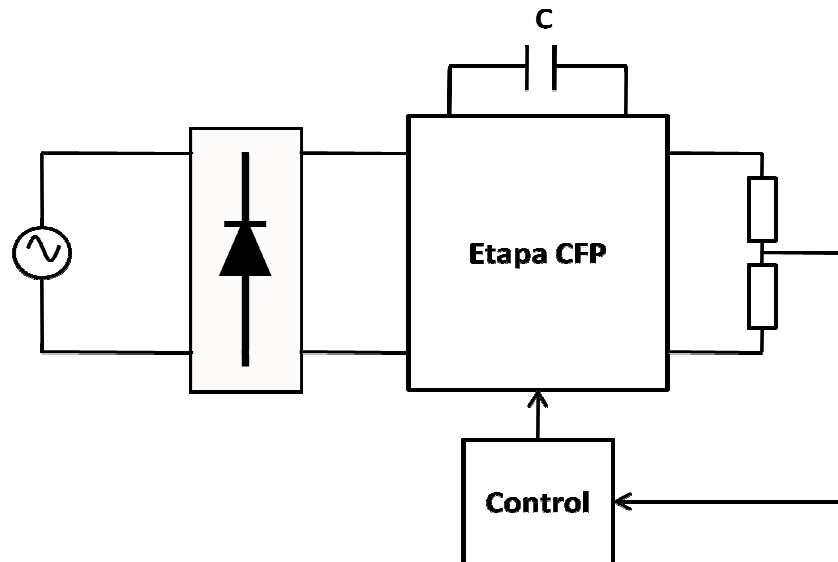


Figura 1.12: Diagrama de bloques de los convertidores CA/CC de una etapa

De esta forma, en la Tabla 1.4 se muestran las principales ventajas e inconvenientes en el uso de este tipo de convertidores.

<u>VENTAJAS</u>	<u>INCONVENIENTES</u>
Bajo coste	Corriente de línea cumple la norma.(no sinusoidal)
Procesamiento de energía < 2 → Alto rendimiento potencial	Tensión de condensador almacenamiento no regulado → Aumento volumen del condensador.
Poca complejidad	Diseño complicado
	Rango de potencias limitado

Tabla 1.4: Ventajas e inconvenientes de las soluciones activas para un convertidor CA/CC de una etapa

Variedad de las topologías que se pueden emplear para CFP

Existe la posibilidad de emplear diferentes convertidores o reguladores para este tipo de diseños, ya que el único requisito es cerrar un lazo rápido de corriente alrededor de la corriente de entrada y hacer que se vea como la tensión de entrada.

La topología más popular y más empleada como conector del Factor de Potencia es la del convertidor Elevador (ver circuito (1) de la Figura 1.13). Ésta es una de las topologías más

fáciles de controlar, sobre todo para medir con una resistencia en la potencia de retorno. Otra topología, también popular, es la del convertidor Flyback (ver circuito (3) de la Figura 1.13). Éste permite el aislamiento entre entrada y salida, aparte de poder amplificar la tensión.

Otra topología que también se emplea es la del convertidor Reductor (ver circuito (2) de la Figura 1.13), puesto que su funcionamiento hace que sea bastante bueno, al igual que ocurre con el Elevador.

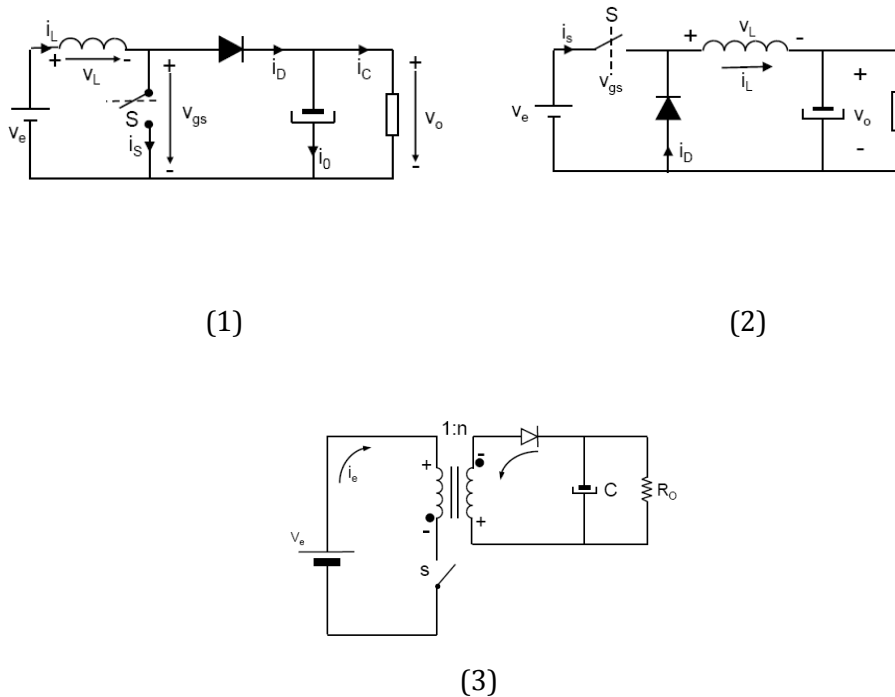


Figura 1.13: Circuitos correspondientes al Elevador, Reductor y Flyback

1.2.2 Medida de las prestaciones de los convertidores con CFP de doble etapa

Las ventajas potenciales que ofrecen los convertidores de una etapa frente a los de dos etapas en aplicaciones de baja potencia son menor complejidad y coste. En cuanto a su funcionamiento, los parámetros que permiten evaluar los distintos convertidores con corrección de factor de potencia son los siguientes:

Corriente de entrada.

La norma de armónicos de baja frecuencia no obliga a que la corriente absorbida de la red sea sinusoidal pura, sólo establece un contenido armónico máximo. Por tanto, la corriente absorbida por el convertidor deberá permanecer dentro de los límites establecidos en la

norma EN 61000-3-2. Este hecho permite ahorrar coste y complejidad respecto a los convertidores de dos etapas.

Según la norma actualmente en vigor (EN 61000-3-2), aquellos equipos cuya forma de onda de la corriente de entrada esté contenida en menos de un 95% dentro de la máscara de Clase D son clasificados como Clase A, los que no lo cumplan se clasifican como Clase D. Dado que los límites de Clase A son absolutos y los de la Clase D están ponderados con la potencia de entrada, en baja potencia es más fácil cumplir los límites de Clase A.

Sin embargo, en la futura *Amendment 14* desaparece la máscara de Clase D. Aquellos productos considerados como de alto impacto deberán cumplir obligatoriamente los límites de Clase D, mientras que el resto se clasifican como Clase A.

Por tanto, una solución será tanto mejor si el convertidor se puede diseñar para cumplir tanto los límites de Clase A como los de Clase D, de esta forma aumenta su versatilidad ampliándose su campo de aplicación.

Desde el punto de vista de la corriente de entrada del convertidor, se puede mostrar el diseño del circuito que se ha empleado para llevar a cabo el Corrector del Factor de Potencia sin producir ningún tipo de distorsión en la corriente de entrada. Para ello, el diseño que se ha establecido es el que se muestra en la Figura 1.14.

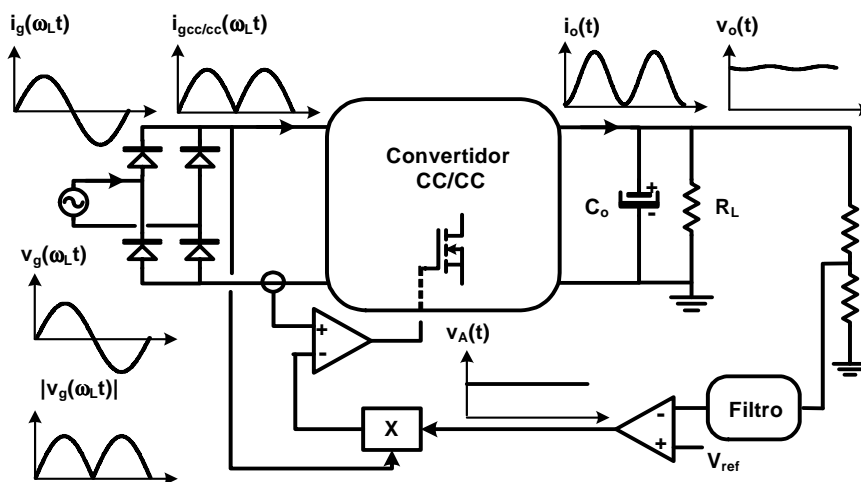


Figura 1.14: CFP sin distorsión en la corriente de entrada

A partir del esquema del convertidor que se muestra en la Figura 1.14, se puede destacar que la corriente de entrada sinusoidal de entrada se ve influenciada por el puente rectificador de onda completa, puesto que dicha señal es rectificada. Esta corriente atraviesa el convertidor, donde se obtiene una señal de la corriente de salida sinusoidal, y donde su tensión de salida es prácticamente una constante (con un pequeño valor de rizado).

Por otra parte, en el lazo externo de tensión se coloca un filtro paso bajo, el cual permite obtener una tensión $V_A(t)$ prácticamente constante, lo que produce una dinámica bastante lenta de la tensión de salida debido al ancho de banda del filtro.

A continuación y a diferencia del diseño anterior que se ha mostrado en la Figura 1.14, se tiene el *Corrector del Factor de Potencia con una dinámica rápida en la tensión de salida*. El diseño del circuito que se realiza para este tipo de convertidores, es el que se muestra en la Figura 1.15:

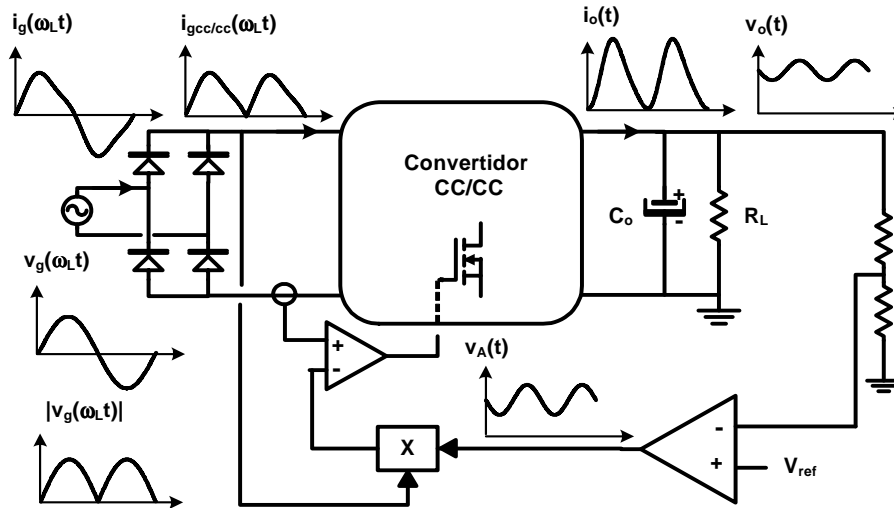


Figura 1.15: CFP con dinámica rápida en la tensión de salida

A partir del diseño mostrado en la Figura 1.15, se puede observar que al aumentar la dinámica de la tensión de salida se transmite una componente $V_A(t)$ de alterna, cosa que en el ejemplo anterior no ocurría. Otro punto que también se puede destacar es que debido a esta dinámica y a esa componente de alterna producido en la tensión $V_A(t)$, se observa que a la entrada, la corriente que se obtiene es una corriente de entrada distorsionada, al igual ocurre cuando dicha corriente es rectificada donde esta distorsión no desaparece.

Condensador de almacenamiento.

Si se transfiere la variación de la tensión de entrada correspondiente a los rangos universales del condensador de almacenamiento, la capacidad y la tensión de ruptura necesarios para cumplir un determinado tiempo de mantenimiento serán grandes, lo que penaliza el tamaño del condensador. Cuanto menor sea el volumen que ocupe el condensador de almacenamiento, mejor será el convertidor.

Rendimiento.

El rendimiento de los convertidores de dos etapas es bajo como consecuencia del doble procesamiento de la energía que se lleva a cabo, ya que éste es el resultado de la multiplicación del rendimiento de cada una de las dos etapas.

En aplicaciones de baja potencia es posible mejorar sustancialmente el rendimiento empleando técnicas de procesamiento paralelo de la energía ya que de esta manera, para

obtener una potencia de salida constante es necesario procesar la energía aproximadamente 1,3 veces o en general un número de veces menor que 2.

Simplicidad y número de componentes.

Los convertidores de una etapa nacen con objeto de reducir la complejidad y el costo de los convertidores de dos etapas en aplicaciones de baja potencia. De acuerdo a este principio una solución es mejor si:

- Emplea un único lazo de control para obtener una tensión de salida bien regulada.
- El número de componentes empleados es menor o igual que en la solución de dos etapas, o al menos que algunos de los componentes sean más baratos y/o pequeños.
- Disminuye la complejidad de los componentes magnéticos necesarios.

1.3 Breve descripción de la solución propuesta

En este apartado lo que se pretende es describir muy brevemente las distintas soluciones que se plantean para el desarrollo del Corrector de Factor de Potencia. Además, se hace referencia a las ventajas e inconvenientes de cada una de ellas y se intenta dar una visión general sobre el tipo de convertidor empleado. Con todo esto, se pretende mostrar cual es el diseño que se ha empleado para realizar el Corrector del Factor de Potencia, puesto que no existe solamente un tipo de diseño, sino que da la casualidad que para este tipo de circuitos se pueden llegar a emplear otros convertidores, tal y como se ha visto anteriormente. [15]

El diseño del convertidor del que se va a hablar durante este Proyecto, es como ya se sabe, un Elevador. Dicho Elevador, se le puede analizar detenidamente puesto que se tendría que separar dos partes; por una primera parte se hace referencia a la etapa de potencia, que es la que engloba el convertidor Elevador, mientras que otra etapa a destacar que se corresponde con la etapa de control del convertidor. Como se puede observar en Figura 1.16, se ve claramente diferenciada la parte de potencia (Elevador y fuente de entrada universal) junto con la parte de control.

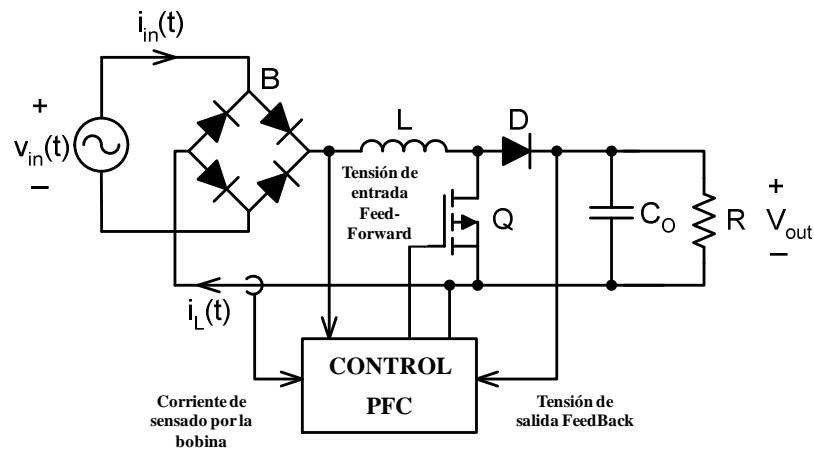


Figura 1.16: Corrector de Factor de potencia mediante un convertidor Elevador

Visto el diseño que se va a emplear para la Corrección del Factor de Potencia, a continuación se muestran cuales son las principales ventajas y los inconvenientes de emplear el convertidor Elevador en lugar de cualquier otro convertidor:

CONVERTIDOR BOOST COMO CORRECTOR DEL FACTOR DE POTENCIA	
VENTAJAS	INCONVENIENTES
Es el mejor (el más pequeño), en cuanto se cambia el factor de carga en todos los convertidores → Mayor eficiencia	No irrupción en la limitación o protección de sobrecarga
Distorsión de línea muy baja (~3%)	
Conduce de forma muy pequeña las señales EMI	
Se produce el cambio de la referencia al rectificar la tensión de línea	
La polaridad del voltaje de salida es el mismo que al rectificar la tensión de línea	

Tabla 1.5: Ventajas e inconvenientes sobre el uso del Elevador como convertidor del CFP

1.4 Objetivos

Los principales objetivos en los que se basa este Proyecto son la necesidad actual de conseguir un uso más eficiente de la red eléctrica y reducir además la circulación de armónicos que sufre actualmente. Este uso eficiente de la energía eléctrica esta bonificado

o penalizado por la propia compañía eléctrica suministradora según la ley española en lo que al factor de desplazamiento se refiere (para aplicaciones industriales). Además, existe actualmente una normativa en vigor a nivel internacional que limita tanto el contenido armónico de la corriente que se le pide a la red pública como la distorsión que se le pueda ocasionar a la forma de onda de la tensión (para todo tipo de equipos).

Cabe destacar, como una de las principales aplicaciones para el uso de este tipo de circuitos, la alimentación de los diodos “Leds”, que tanta importancia están teniendo en cuanto al ahorro energético. Por otra parte, también se pueden destacar algunas aplicaciones dentro del mundo de la aeronáutica.

También, otros objetivos principales para este tipo de circuitos son los mecanismos clásicos para el acondicionamiento de la potencia eléctrica que están siendo sustituidos por equipos electrónicos que permiten reducir la polución electromagnética a un mínimo aunque para ello se deba pagar un precio demasiado elevado. Los equipos electrónicos incluyen además otras ventajas que los hacen muy atractivos.

Para el caso particular de generadores de energía eléctrica en los cuales la tensión de salida debe ser mayor que la tensión que es introducida a la entrada se deberán emplear topologías elevadoras como el convertidor Boost. Este tipo de convertidores, en comparación con el resto de topologías, se les puede caracterizar por poseer un mayor rendimiento y corriente de entrada no pulsante, puesto que en estos tipos de convertidores la corriente de entrada que presenta es continua. El convertidor Elevador, presenta una alta eficiencia y así mismo, y al igual que ocurre con el resto de convertidores operan en dos modos: *Modo de Conducción Continuo (MCC)* y *Modo de Conducción Discontinuo (MCD)*. Otro punto a destacar en el Elevador, es que la salida es muy sensible ante cambios en el ciclo de trabajo “d” y puede resultar difícil estabilizar el convertidor.

Una vez explicados los principales puntos en los que son necesarios los circuitos de Corrección del Factor de Potencia, a continuación se mostrará y se explicará los diferentes objetivos que se han ido marcando en el desarrollo del Proyecto, es decir, se van a nombrar cada una de las partes que, más adelante se irán desarrollando; por lo que, los principales objetivos que se van a tratar de alcanzar son:

- *Aprender cómo y para qué se hacen usos de los circuitos del Corrector del Factor de Potencia*
- *Entender y saber cuál es el funcionamiento de todo Corrector de Factor de Potencia (CFP).*
- *Obtener las diferentes funciones de transferencias necesarias para establecer el control de un convertidor Elevador con Corrección del Factor de Potencia*
- *Implementar en una hoja de cálculo todo el control del convertidor.*
- *Analizar cada uno de los circuitos que dan lugar y conforman el CFP.*
- *Análisis del circuito final (parte de potencia más la parte de control).*
- *Mostrar las principales utilidades del circuito.*

Los distintos puntos que se han ido marcando, son considerados los más importantes y los de mayor relevancia de cara a un buen funcionamiento del Corrector del Factor de Potencia; para ello a lo largo del Proyecto se van a ir mostrando por qué son importantes estos tipos de circuitos en la electrónica, y sobre todo para que tipo de aplicaciones son empleados ahora en el presente y de cara a un futuro cercano.

Con este fin, se analizarán cada una de sus partes por separado, presentando las simulaciones que corroboren que el funcionamiento individual es el correcto, para después ir juntando cada una de las partes del circuito hasta conseguir el diseño final que se busca, que es el de *Corrector del Factor de Potencia mediante un convertidor Elevador*.

Para observar que el funcionamiento de cada una de las partes del circuito del CFP sea el correcto, se deben calcular y validar diferentes casos. Para ello, se han tenido que obtener diferentes funciones de transferencia (acordes a cada uno de los casos), las cuales se mostrarán en cada parte correspondiente a lo largo de la memoria, junto con los diferentes diagramas de bloques empleados.

1.5 Estructura de la memoria

En este quinto epígrafe de la introducción, se pretende mostrar cómo se ha estructurado la memoria para las diferentes partes y capítulos en los que ha sido separada.

Una vez vista la introducción, a lo largo del Capítulo-2 se muestra una buena descripción del convertidor Elevador. A parte de mostrar una pequeña parte de su funcionamiento, también se han tenido que calcular diferentes funciones de transferencia que han sido necesarias para implementar un control del Corrector de Factor de Potencia, como son las plantas del sistema, el lazo interno de corriente y el lazo externo de tensión.

En el Capítulo-3 se realiza una pequeña introducción al Corrector del Factor de Potencia utilizado para después ir mostrando las diferentes partes en las que se subdivide. Dicho circuito al ser un circuito grande, está formado por distintas etapas, cada una de ellas han sido explicadas con el mayor detalle posible, acompañándolos con algunas imágenes para obtener una mayor comprensión sobre el tema que se está desarrollando.

Al final de este capítulo, se muestra el funcionamiento del control *UC3854*, el cual es un integrado donde en su interior se encuentran diversas subetapas que merecen un análisis minucioso.

En el Capítulo-4, se realiza una validación de cada etapa del sistema por medio de simulaciones con PSim®. De este modo, se pretende contrastar los cálculos analíticos realizados, frente al comportamiento a nivel de circuito. Mediante esta comparación se pretende establecer una correcta validación de los cálculos implementados en una hoja de cálculo de MathCad®.

Una vez que se tengan validados los cálculos analíticos, se muestran una serie de simulaciones de todo el conjunto con el fin de observar su funcionamiento.



El Capítulo-5, trata sobre la parte económica del Proyecto. En este Capítulo se realiza un estudio para estimar de manera aproximada, el presupuesto total en el que está valorado el Proyecto que se ha desarrollado. En dicho presupuesto se introducen los diferentes componentes que se han empleado para cada circuito, y la mano de obra junto con el tiempo que se ha empleado en cada una de las partes del desarrollo del Proyecto.

Por último, se presenta en el Capítulo-6 una valoración sobre las conclusiones finales del Proyecto, así como las líneas futuras propuestas.



Capítulo 2: Modelado del convertidor CC/CC: Elevador (Boost)

2	CONVERTIDOR CC/CC ELEVADOR (BOOST)	31
2.1	Lazo interno de corriente	34
2.1.1	Cálculo de la función de transferencia de la planta del sistema	34
2.1.2	Cálculo del regulador	41
2.1.3	Lazo Abierto	45
2.1.4	Lazo Cerrado	46
2.2	Lazo externo de tensión	49
2.2.1	Cálculo de la función de transferencia de la planta del lazo externo de tensión	49
2.2.2	Cálculo del regulador	52
2.2.3	Cálculo del sensor	55
2.2.4	Lazo Abierto	56
2.2.5	Lazo Cerrado	57



2 Convertidor CC/CC Elevador (Boost)

Este Capítulo 2 del presente Proyecto Fin de Carrera está dedicado al convertidor Elevador (Boost). En primer lugar, se comenzará explicando la técnica de control que se emplea para este tipo de circuitos.

Por otra parte, se muestra el cálculo analítico de la función de transferencia del convertidor para la corriente que circula por la bobina respecto del ciclo de trabajo impuesto.

Vista la parte del principio de funcionamiento del convertidor y el cálculo de la función de transferencia de la planta del sistema a controlar, se obtendrán los dos lazo de control implementados. En primer lugar, para el lazo interno se obtendrá el cálculo del regulador seguido del cálculo de la respuesta en bucle abierto y cerrado para este lazo interno. Seguidamente, y una vez calculado el control del lazo interno se abordará el cálculo del controlador del lazo externo, mostrando también las respuestas en bucle abierto y bucle cerrado.

Debido a que se va a emplear una técnica de control de dos lazos, conviene realizar una breve descripción de las características principales de ésta, las cuales son:

- *Combina un lazo en Modo Corriente con otro Lazo en Modo Tensión.*
- *Circuito estabilizado ante variaciones de:*
 - Corriente de carga (Lazo externo de Tensión)
 - Tensión de entrada (Lazo interno de Corriente)
- *Este tipo de técnica presenta el control más completo en los convertidores que se emplean.*
- *La implementación del bloque de control y modulador depende del tipo de control en modo corriente que se utilice.*

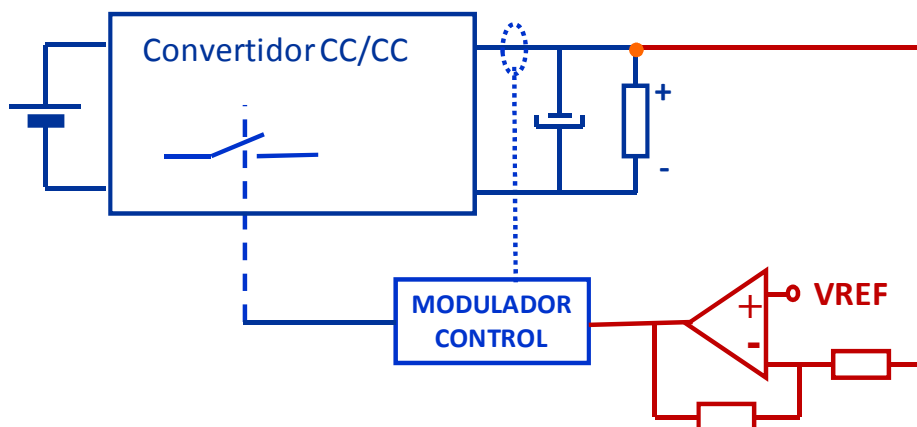


Figura 2.1: Diagrama de bloques del control de dos lazos

En la Figura 2.1, se observa un diagrama en el que se ve la parte correspondiente al modo corriente, y la parte correspondiente al modo tensión. Atendiendo a esta figura, el lazo interno de corriente transforma el convertidor en algo en el que su funcionamiento es muy similar al de una fuente de corriente, Figura 2.2.

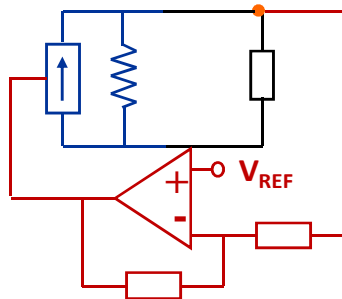


Figura 2.2: Fuente de corriente que se forma a partir del lazo interno de corriente

Dentro del control en modo corriente, se destacan dos tipos de modos; por un lado se tiene el control en modo corriente de pico y por otro el control en modo de corriente promediada. En el caso que se abarca en este Proyecto, se va a hablar sobre el caso del control en corriente promediada.

Control en modo Corriente Promediada:

Con este tipo de control, se obtienen los siguientes aspectos:

- El modo de corriente promediada, que es empleado en el Corrector del Factor de Potencia que se analiza a lo largo del Proyecto.
- Permite solucionar los problemas en Modo Corriente de Pico, donde dichos problemas están relacionados con la baja ganancia del lazo interno de corriente.
- Se añade un amplificador de error al lazo interno de corriente.
- La corriente se sensa mediante una resistencia.

Para ello, el diseño que se obtiene a partir de este control es el siguiente:

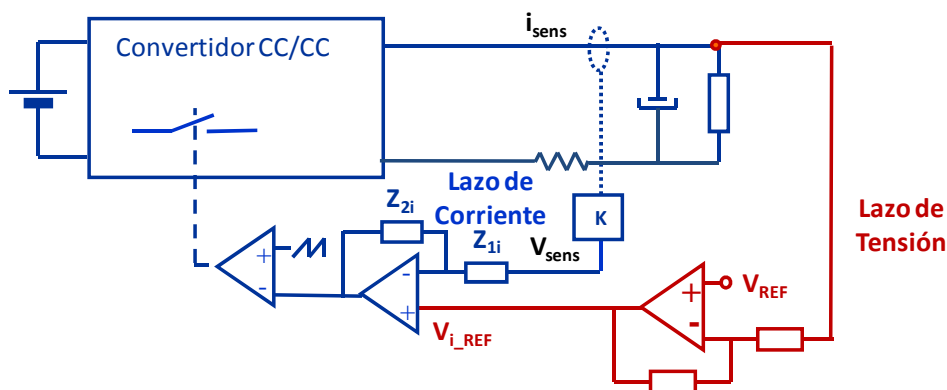


Figura 2.3: Control de dos lazos en modo corriente promediada

A continuación se muestran las principales características de los dos lazo de control mencionados:

- Lazo Corriente:
 - Tensión de error: la tensión, proporcional a la corriente por la inductancia, se compara con la referencia.
 - PWM: Se compara la tensión de error con un diente de sierra. Esta es la misma técnica que la empleada en el modo tensión.
 - Misma respuesta instantánea ante sobrecargas, etc.
 - Ganancia del lazo en Modo Corriente Promediada a baja frecuencia es mayor, obteniéndose un ***buen funcionamiento con cargas pequeñas y un buen funcionamiento en MCD.***
- Lazo tensión:
 - Proporciona la referencia al lazo interno de corriente.
 - La referencia es el error entre la tensión sensada y la tensión de salida esperada.

Por otra parte, las principales ventajas e inconvenientes que se puede obtener a partir de este tipo de control son:

VENTAJAS	INCONVENIENTES
Regula el valor medio de la corriente	Necesidad de un amplificador operacional adicional
Eleva la ganancia del lazo de corriente debida al amplificador de error del lazo interno	Posibles oscilaciones con el filtro de entrada
No presenta inestabilidades para $D > 0,5$	Diseño del regulador más complejo
La tensión de entrada afecta poco a la ganancia del lazo de corriente	
Es más inmune al ruido ya que el modulador recibe el valor medio de la señal sensada	

Tabla 2.1: Ventajas e inconvenientes sobre el control en modo corriente promediada

2.1 Lazo interno de corriente

2.1.1 Cálculo de la función de transferencia de la planta del sistema

En este epígrafe, se van a mostrar las distintas operaciones y expresiones que se han tenido que obtener para así calcular la función de transferencia del convertidor. Para este fin se presenta la Figura 2.4, en la que se muestra el esquema eléctrico del convertidor Elevador (Boost), donde se representan las principales magnitudes del convertidor.

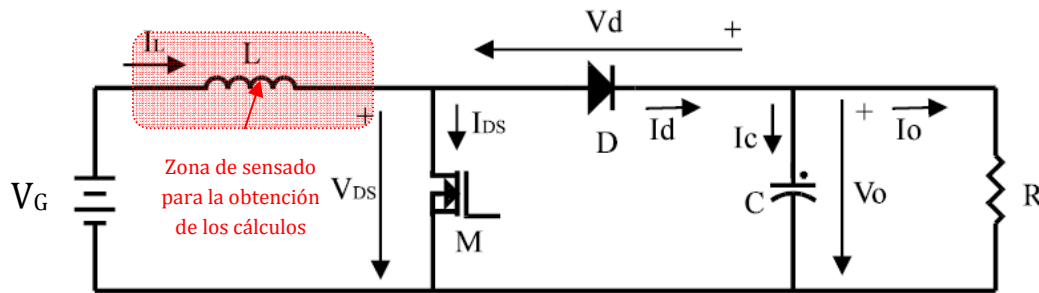


Figura 2.4: Convertidor CC/CC Boost sensando en la bobina

El modelo del convertidor se hace necesario debido a que en régimen transitorio no sirven las condiciones de régimen permanente. Por otro lado, dentro del convertidor se tienen partes lineales y no lineales. Los elementos lineales pueden representarse mediante un mínimo modelo basado en la transformada de Laplace. El comportamiento de los elementos lineales es idéntico en Pequeña y Gran señal. Por otro lado, los elementos no lineales necesitan de un proceso para poder utilizar la transformada de Laplace.

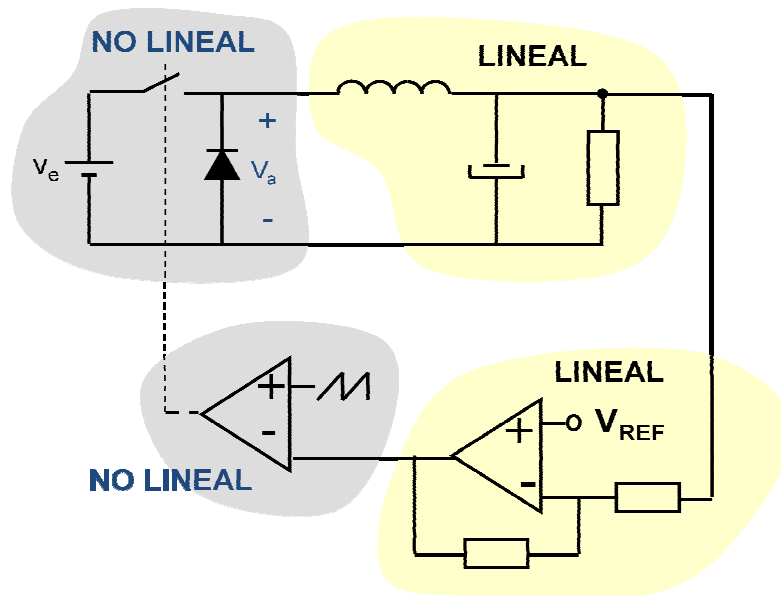


Figura 2.5: Ejemplo del comportamiento lineal y no lineal del sistema para un convertidor determinado

Con objeto de linealizar un elemento no lineal, es decir, obtener un modelo en pequeña señal, se hace necesario pasar del modelo variante en el tiempo a un modelo invariante. Este paso recibe el nombre de promediado, Figura 2.6.

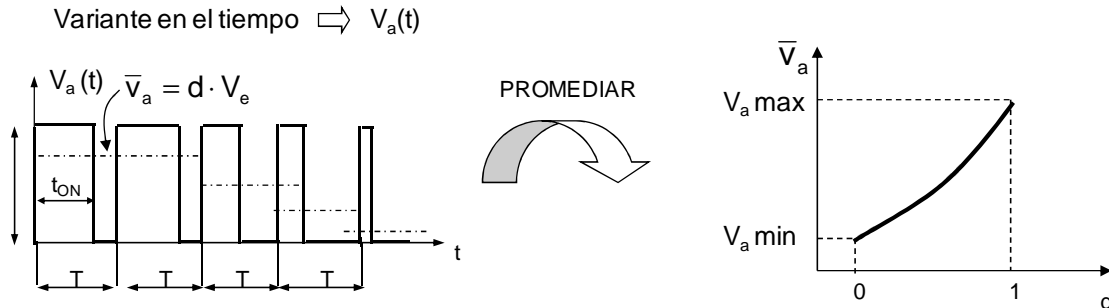


Figura 2.6: Proceso de promediado para la linealización de un elemento no lineal

Una vez promediado el elemento no lineal (Figura 2.6), se ha hecho invariante en el tiempo pero está caracterizado por ecuaciones no lineales. Por tanto, el siguiente paso es obtener ecuaciones de los modelos lineales. Éstas se obtienen mediante linealización y perturbación en torno al punto de trabajo (Figura 2.7).

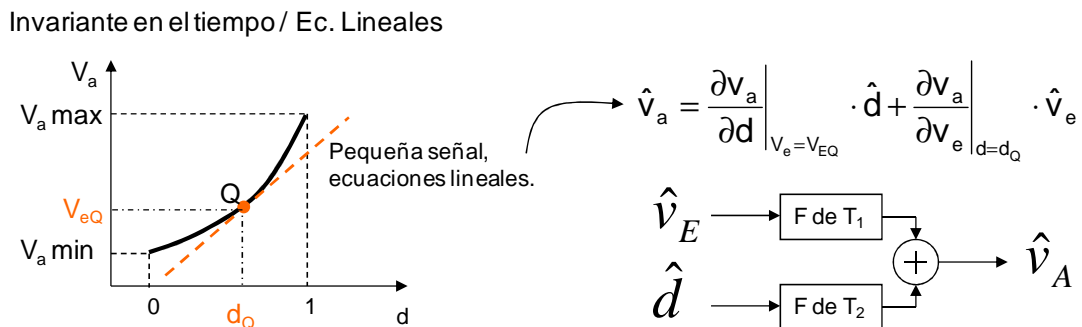


Figura 2.7: Obtención de ecuaciones lineales mediante el método de linealización y perturbación en torno al punto de trabajo

Con objeto de obtener la función de transferencia para el caso de la corriente en la bobina respecto del ciclo de trabajo, se aplica el método descrito sobre el circuito de la Figura 2.4. Por tanto, el primer paso a realizar es promediar aquellos elementos no lineales de la etapa de potencia, en este caso el interruptor y el diodo. Para este fin se muestra la Figura 2.8, en la que se tienen las principales formas de onda del convertidor para el caso de modo de conducción continuo (MCC).

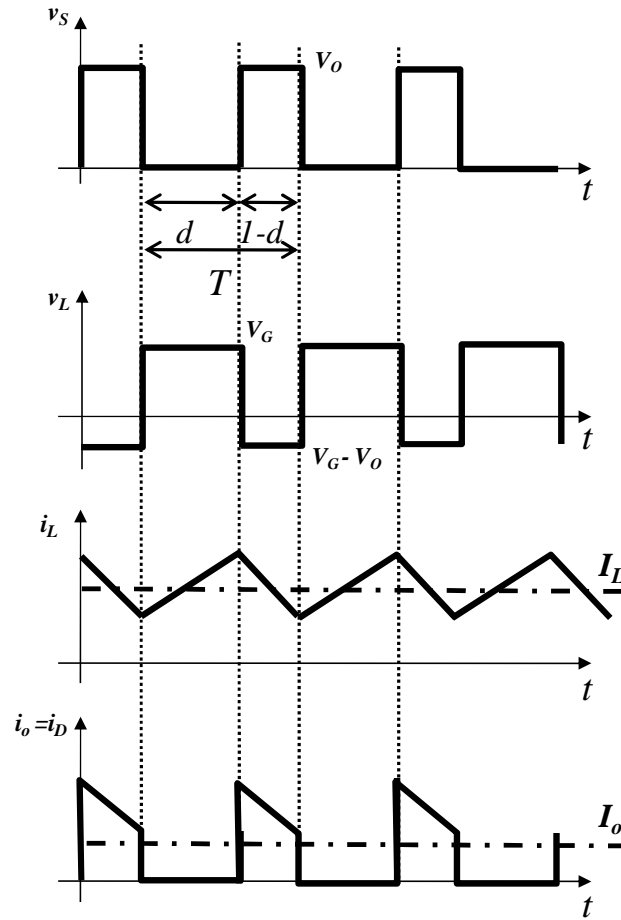


Figura 2.8: Formas del onda del convertidor Elevador en Modo de Conducción Continua

Atendiendo a las formas de onda anteriores, el valor promediado de la corriente inyectada sobre la celda RC de salida, se muestra en la expresión (1).

$$I_o = I_L \cdot (1 - d) \quad (1)$$

Donde “d” es el ciclo de trabajo del convertidor y atiende a la expresión (2).

$$d = 1 - \frac{V_G}{V_o} \quad (2)$$

Por otra parte, el valor promediado de la tensión en el interruptor se corresponde con la expresión (3).

$$V_s = V_o \cdot (1 - d) \quad (3)$$

Una vez obtenidos los valores promediados de los elementos no lineales del sistema, se puede representar el convertidor Elevador mediante su circuito promediado, el cual se encuentra representado en la Figura 2.9.

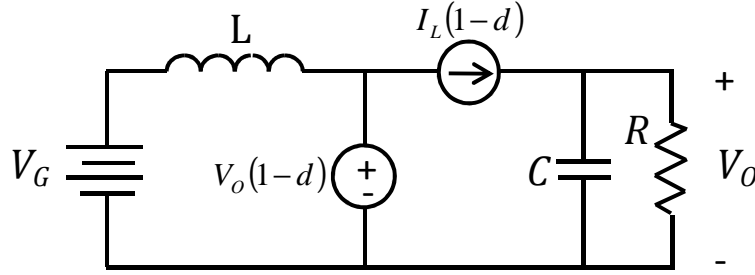


Figura 2.9: Circuito promediado del convertidor Elevador.

Como ya se ha comentado, se pretende obtener la función de transferencia de la corriente en la bobina respecto al ciclo de trabajo. Para ello, se parte del valor promedio de la tensión en la bobina, el cual se puede obtener fácilmente a través de la Figura 2.9.

$$V_L = V_G \cdot d + (V_G - V_o) \cdot (1 - d) \quad (4)$$

Es importante tener en cuenta que el valor medio de la tensión en la bobina no es nulo. Esta condición solo se cumple en régimen permanente y si se impone esta condición, se estará eliminando la dinámica del sistema ya que se fuerza una condición de régimen permanente. De esta manera si se realiza la linealización y perturbación de la tensión promedio en la bobina (expresión (4)), se obtiene la expresión final (5).

$$\begin{aligned} \partial \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} \partial V_L = \frac{1}{L} \cdot \left[\left. \frac{\partial V_L}{\partial d} \right|_{V_o}^{V_G} \cdot \hat{d} + \left. \frac{\partial V_L}{\partial V_G} \right|_{V_o}^D \cdot \widehat{V_G} + \left. \frac{\partial V_L}{\partial V_o} \right|_{V_G}^D \cdot \widehat{V_o} \right] = \\ &= \frac{1}{L} \partial [V_G \cdot d + (V_G - V_o) \cdot (1 - d)] = \\ &= \frac{1}{L} \partial [V_G - V_o \cdot (1 - d)] = \frac{1}{L} [V_o \cdot \hat{d} - (1 - D) \cdot \hat{v_o} + \hat{v_G}(s)] \end{aligned} \quad (5)$$

A partir de esta expresión, tomando la transformada de Laplace de la diferencial total de la tensión media en la bobina, se obtiene:

$$s \cdot \hat{i}_L(s) = \frac{1}{L} \cdot [V_o \cdot \hat{d}(s) - (1 - D) \cdot \hat{v_o}(s) + \hat{v_G}(s)] \quad (6)$$

A partir de la expresión anterior, se obtiene $G_{iL} = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}}$, que se corresponde con la expresión (7).

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{1}{L \cdot s} \cdot \left[V_o - (1 - D) \cdot \frac{\hat{v_o}(s)}{\hat{d}(s)} + \frac{\hat{v_G}(s)}{\hat{d}(s)} \right] \quad (7)$$

En la expresión (7) se puede observar que la función de transferencia buscada depende de otras dos; la que relaciona la tensión de salida respecto al ciclo de trabajo ($\frac{\hat{v_o}}{\hat{d}}$), y la que

relaciona la tensión de entrada respecto del ciclo de trabajo, $\frac{\hat{v}_G}{\hat{d}}$. Se va a considerar nula la perturbación de la tensión de entrada ($\hat{V}_g(s) = 0$). Por lo tanto, solo resta obtener ($\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}$) para disponer de la función de transferencia buscada.

A continuación, se busca un equivalente lineal para la corriente de salida, por lo que se calculará su diferencial total. El resultado obtenido es equivalente al conocido proceso de linealización y perturbación entorno a un punto de trabajo citado anteriormente. De esta forma, se obtiene la expresión (8).

$$\hat{i}_o = \partial i_o = \left. \frac{\partial i_o}{\partial d} \right| i_L \cdot \hat{d} + \left. \frac{\partial i_o}{\partial i_L} \right| D \cdot \hat{i}_L = -I_L \cdot \hat{d} + (1 - D) \cdot \hat{i}_L \quad (8)$$

Tomando la transformada de Laplace sobre el sistema lineal de la expresión (8), se llega a:

$$\hat{i}_o(s) = -I_L \cdot \hat{d}(s) + (1 - D) \cdot \hat{i}_L(s) \quad (9)$$

Sustituyendo la expresión (6) en (9) se obtiene la transformada de Laplace de la corriente de salida, la cual viene dada por la siguiente expresión.

$$\hat{i}_o(s) = \left[-I_L + \frac{(1 - D) \cdot V_o}{L \cdot s} \right] \cdot \hat{d}(s) - \left[\frac{(1 - D)^2}{L \cdot s} \right] \cdot \hat{v}_o(s) + \left[\frac{(1 - D)}{L \cdot s} \right] \cdot \hat{V}_G(s) \quad (10)$$

En (11) a (13) se recogen los coeficientes que multiplican a las variables de las que depende la corriente inyectada, expresión (10).

$$A(s) = -I_L + \frac{(1 - D) \cdot V_o}{L \cdot s} \quad (11)$$

$$B(s) = \left[\frac{(1 - D)^2}{L \cdot s} \right] \quad (12)$$

$$C(s) = \frac{(1 - D)}{L \cdot s} \quad (13)$$

Donde el valor de la corriente media a través de la inductancia, I_L , atiende a la expresión (11).

$$I_L = \frac{V_o}{R} \cdot \frac{1}{(1 - D)} \quad (14)$$

Por lo que, el valor de $A(s)$ sustituyendo el valor de I_L , es:

$$A(s) = -\frac{V_o}{R} \cdot \frac{1}{(1 - D)} + \frac{(1 - D) \cdot V_o}{L \cdot s} \quad (15)$$

Obtenidos estos coeficientes ((11) a (13)), se puede establecer una forma de representar el convertidor mediante diagrama de bloques, el cual relaciona la corriente de salida con las tensiones de entrada y salida y con el ciclo de trabajo. Este diagrama se encuentra representado en la Figura 2.10.

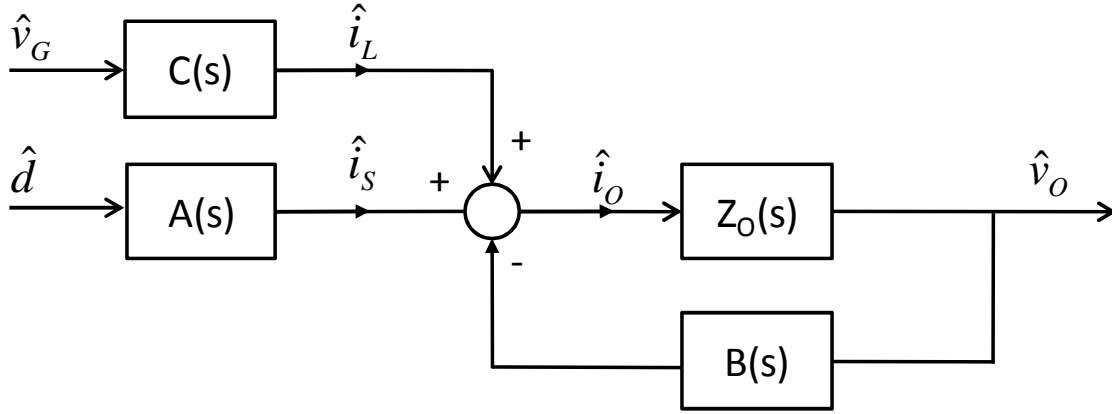


Figura 2.10: Diagrama de bloques relacionando corriente de salida con tensión de entrada y salida

Atendiendo al diagrama de bloques de la figura anterior, se obtiene la expresión que relaciona la tensión de salida respecto al ciclo de trabajo, la cual se muestra en (16).

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{Z_o(s) \cdot A(s)}{1 + B(s) \cdot Z_o(s)} \quad (16)$$

Sustituyendo (16) en (7) y teniendo en cuenta que la perturbación de la tensión de entrada es nula, se obtiene la expresión de la función de transferencia que relaciona la corriente por la bobina respecto al ciclo de trabajo, la cual se muestra en (17).

$$G_{iL}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{1}{L \cdot s} \cdot \left[V_o - \frac{(1 - D) \cdot A(s) \cdot Z_o(s)}{1 + B(s) \cdot Z_o(s)} \right] \quad (17)$$

En la Figura 2.11 se muestra la respuesta en frecuencia, a través de los diagramas de Bode de amplitud y fase, de la función de transferencia de la planta del sistema obtenido a través de la expresión (17), para unos determinados valores del circuito:

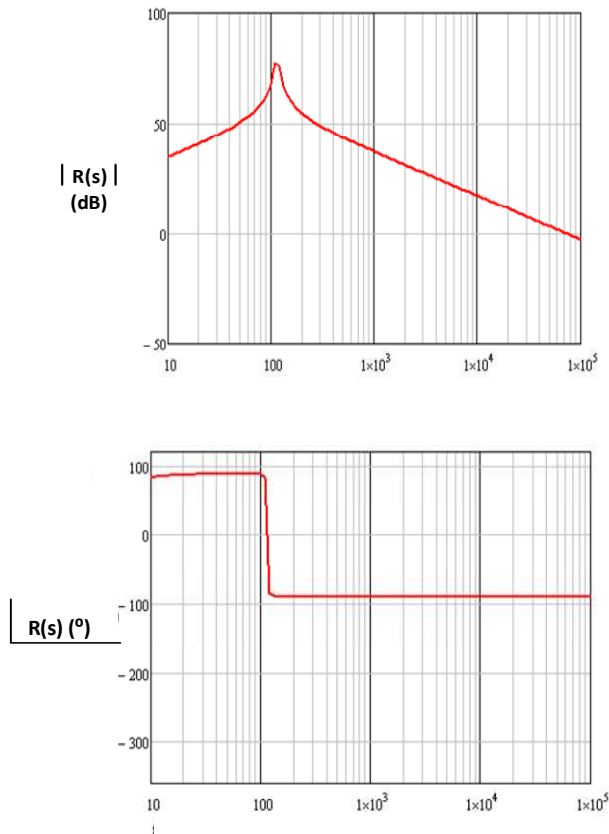


Figura 2.11: Diagrama de Bode de la planta obtenida a través de la expresión (17)

Por lo tanto, la planta a controlar es la calculada anteriormente en la expresión (17).

El diagrama de bloques del lazo interno de corriente es el que se muestra en la Figura 2.12.

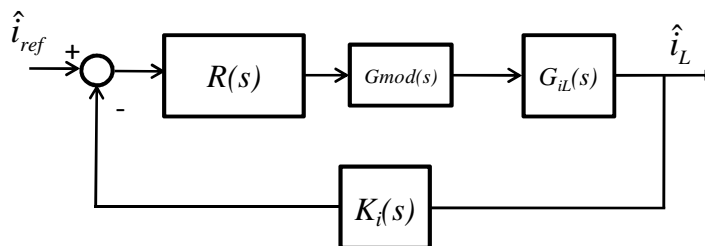


Figura 2.12: Diagrama de Bloques del lazo interno de corriente

Donde los parámetros que aparecen en el diagrama se corresponden con:

$R(s)$: Ya se ha definido y se corresponde con la función de transferencia del regulador tipo-II del lazo interno.

$G_{mod}(s)$: Ganancia del modulador correspondiente al regulador empleado.

$G_{iL}(s)$: Función de transferencia que se corresponde con la ya calculada anteriormente, para el sensado de la corriente en la bobina.

$K_i(s)$: Esta expresión se corresponde con el sensor en corriente que ha sido declarado en la planta. Dicho sensor desempeña un papel fundamental para el lazo cerrado, puesto que es el encargado de generar la realimentación.

2.1.2 Cálculo del regulador

La obtención del regulador se basa en el diagrama de bloques del lazo interno mostrado en la Figura 2.12. Como regulador del lazo interno se ha optado por un tipo-II, cuyo esquema eléctrico se puede ver en la Figura 2.13

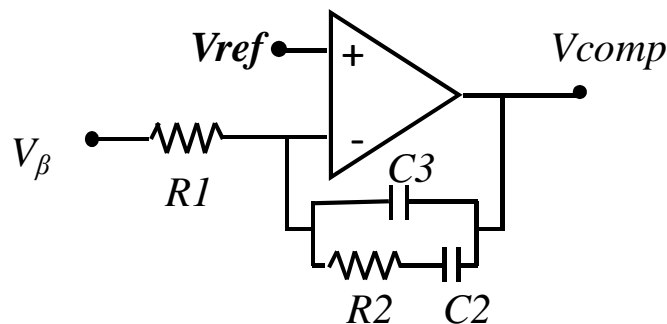


Figura 2.13: Esquema eléctrico del regulador tipo-II

Este es un regulador con *integrador adicional par polo-cero*. El regulador tipo-II empleado posee una respuesta en frecuencia como la que se muestra en la Figura 2.14, ya que posee un polo en el origen más un polo y cero adicionales. Como se puede ver en la Figura 2.14, se tiene una elevación de la fase en torno a la frecuencia de corte (f_c) elegida para el lazo abierto.

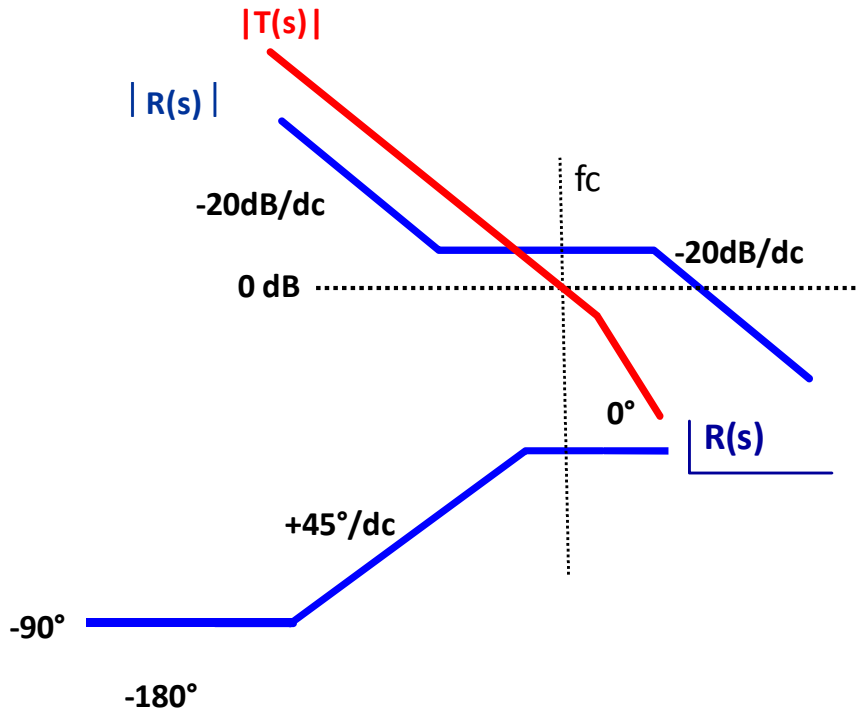


Figura 2.14: Respuesta en frecuencia del regulador tipo-II

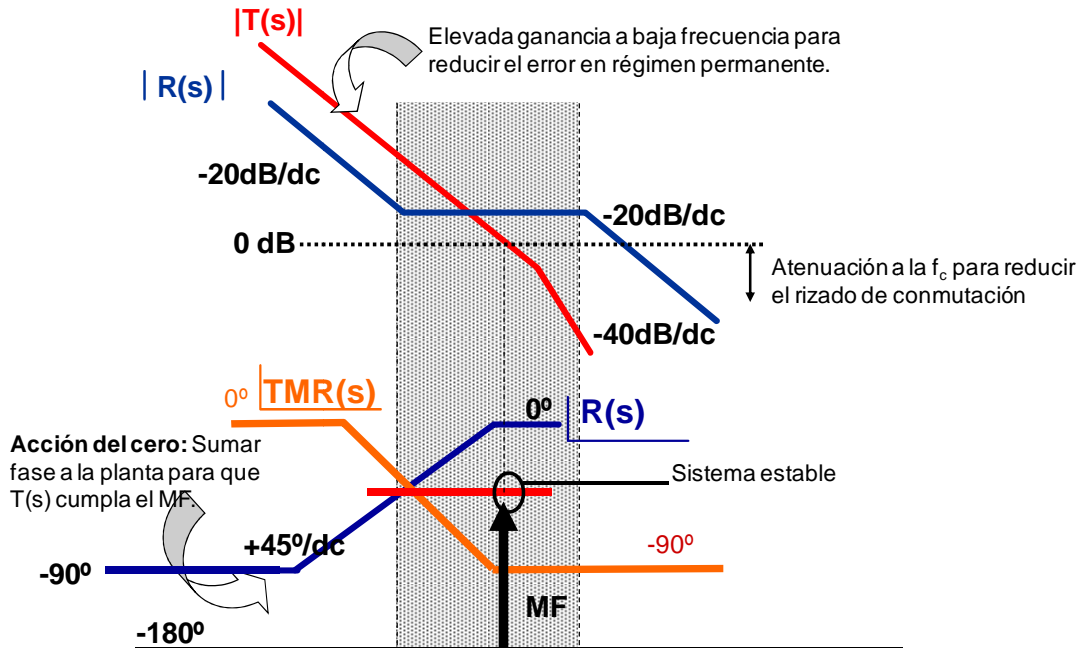
Los requisitos que se pretenden conseguir mediante el regulador son:

- Elevada ganancia a baja frecuencia para reducir el error en régimen permanente.
- Atenuación a la frecuencia de corte (f_c) para reducir el rizado de conmutación.
- Mediante la acción del cero se pretende sumar fase a la planta para que el lazo abierto ($T(s)$) cumpla con el Margen de Fase (MF) necesario para garantizar la estabilidad del sistema.

La expresión (18), muestra la función de transferencia analítica del regulador:

$$R(s) = R_{11} \cdot \frac{(1 + s \cdot R_2 \cdot C_2)}{(C_2 + C_3) \cdot s \cdot (1 + s \cdot R_2 \cdot \frac{C_2 \cdot C_3}{C_2 + C_3})} \quad (18)$$

Con objeto de explicar el funcionamiento de este regulador, se muestra en la Figura 2.15 donde se tiene la respuesta en frecuencia del lazo abierto ($T(s)$), del regulador $R(s)$ y del lazo abierto sin regulador ($TMR(s)$).

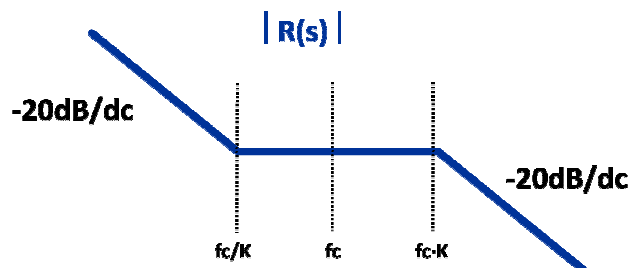

 Figura 2.15: Respuesta en frecuencia de $T(s)$, $R(s)$ y $TMR(s)$

Como se puede observar, gracias al regulador se consigue elevar la fase del lazo abierto ($T(s)$) de modo que se obtiene un Margen de Fase mayor que en el lazo abierto sin regulador ($TMR(s)$).

Para el cálculo del regulador se ha optado por el método de la K , aunque existen otros métodos. Éste método consiste en situar el polo y cero adicionales del regulador a unas frecuencias determinadas. Estas frecuencias van a venir determinadas por un cierto factor K , el cual, para el regulador Tipo-II viene dado por la expresión (19).

(19)

De la expresión (19) es necesario fijar el Margen de Fase deseado y la frecuencia de corte para el lazo abierto del sistema. Por otra parte, la frecuencia del cero se sitúa en f_c/K y la del polo en $f_c \cdot K$. Gráficamente, el método de la K se encuentra representado en la Figura 2.16. [16]


 Figura 2.16: Situación del polo y cero por el método de la K para un regulador tipo-II

Una vez fijados el polo y cero adicionales del regulador, el cálculo de las componentes del mismo se basa en las expresiones (20)-(22) teniendo en cuenta que también se hace necesaria la declaración del valor de la resistencia de R11:

$$C2 + C3 = \frac{|TMR(fc)|}{2 \cdot \pi \cdot fc \cdot R11} \cdot K \quad (20)$$

$$C3 = \frac{(C2 + C3)}{K^2} \quad (21)$$

$$R2 = \frac{K}{2 \cdot \pi \cdot fc \cdot C2} \quad (22)$$

La frecuencia del polo en el origen del regulador viene dada por la expresión (23).

$$fi = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1 \cdot (C2 + C3)} \quad (23)$$

Por otro lado, la frecuencia del cero atiende a la expresión (24) y la del polo a la (25).

$$fz = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R2 \cdot C2} = \frac{fc}{K} \quad (24)$$

$$fz = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R2 \cdot \frac{C2 \cdot C3}{C2 + C3}} = fc \cdot K \quad (25)$$

Como se ha visto en la expresión (19), es necesario obtener la fase del lazo abierto sin regulador (TMR(s)). El TMR(s) viene dado por la expresión (26), por lo tanto se hace necesario definir el sensor, K(s), y el modulador, Gmod(s).

$$TMR(s) = Gmod(s) \cdot K(s) \cdot G_{iL}(s) \quad (26)$$

Como sensor se ha optado, como ya se ha comentado anteriormente, hacer uso de una resistencia para medir la corriente de retorno, por lo tanto K(s) es una ganancia. Por otro lado, el modulador se ha modelado como otra ganancia y se ha eliminado, por tanto, su dinámica.

La respuesta en frecuencia del sensor, modulado y regulador para unos determinados valores de la planta, se encuentra representada en los diagramas de Bode de la figura Figura 2.17.

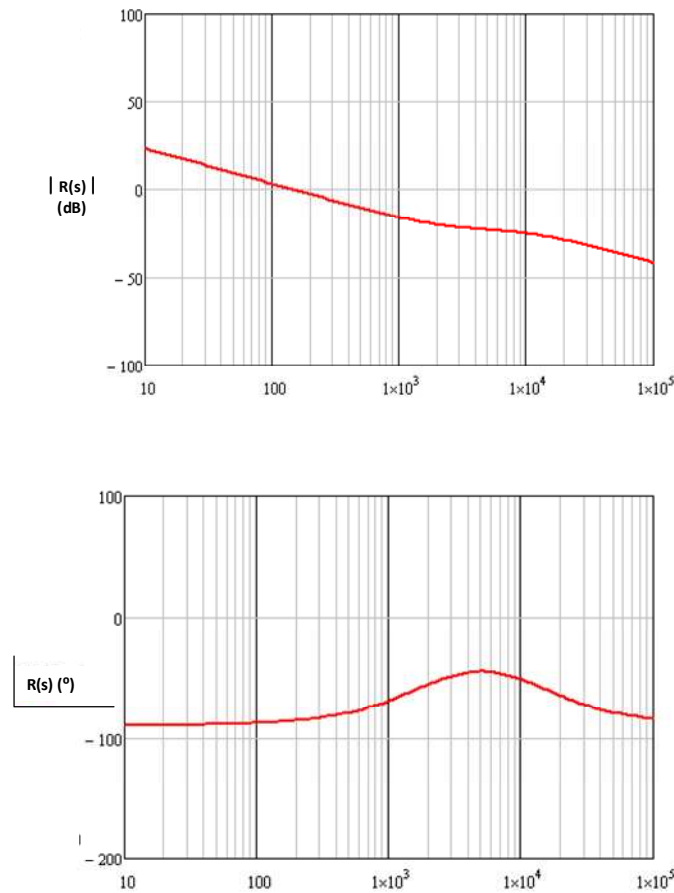


Figura 2.17: Respuesta en frecuencia del regulador obtenido

2.1.3 Lazo Abierto

Dentro de este epígrafe, se muestra la respuesta en frecuencia del bucle abierto del lazo interno de corriente. La función de transferencia que se necesita en dicho lazo, se muestra en la expresión (27).

$$T(s) = TMR(s) \cdot R(s) \quad (27)$$

Cabe destacar en esta expresión, que todos los términos que aparecen son conocidos puesto que se han visto a lo largo del epígrafe anterior. De esta manera, la función de transferencia en bucle abierto del lazo interno de corriente que se obtiene a partir de una serie de valores determinados para la planta, sensor, modulador y el regulador del convertidor es la que se muestra en la Figura 2.18.

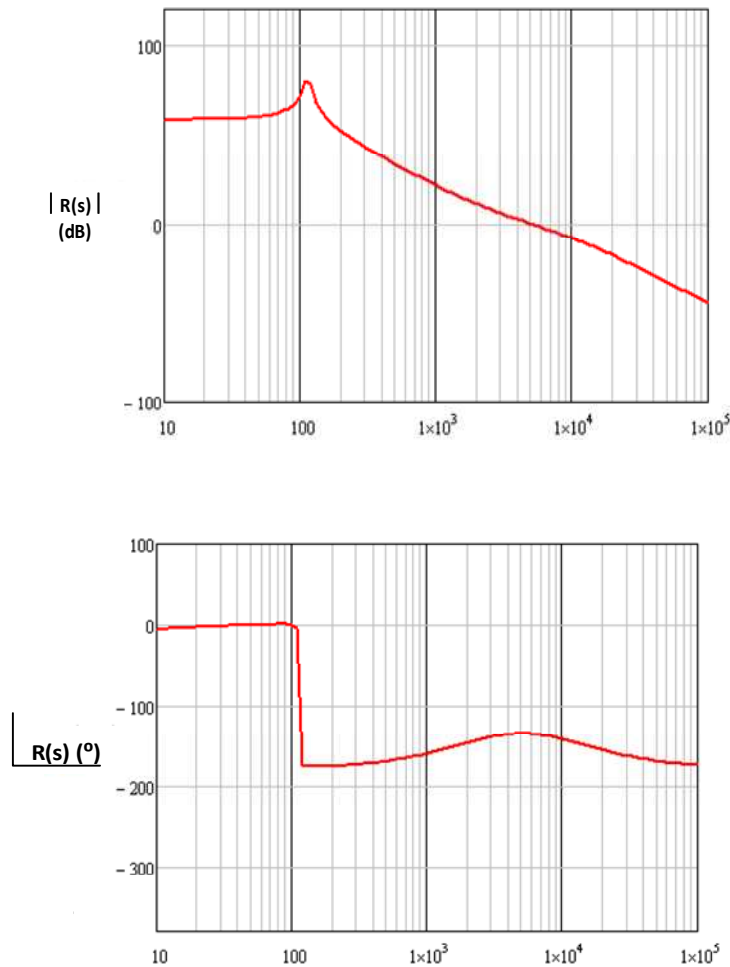


Figura 2.18: Diagrama de Bode obtenido a partir de la expresión (27) para unos determinados valores del sistema

2.1.4 Lazo Cerrado

Para obtener la función de transferencia en lazo cerrado del sistema se hace necesario el análisis en detalle del regulador. Para ello se parte de la Figura 2.19.

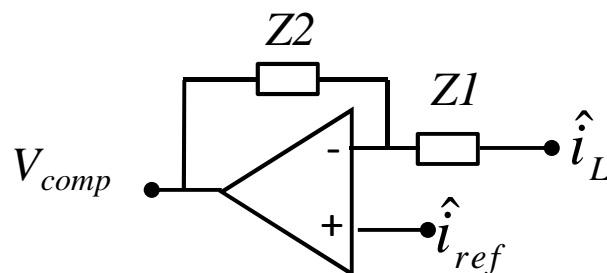


Figura 2.19: Regulador necesario para el cálculo de la función de transferencia en lazo cerrado

La expresión de la tensión de salida del amplificador de error, mostrado en la Figura 2.19, se muestra en (28).

$$\hat{v}_{comp} = \hat{i}_{ref} - \frac{Z2}{Z1} \cdot (\hat{i}_{ref} - K_i \cdot \hat{i}_L) \quad (28)$$

Representando la ecuación (28) en forma de diagrama de bloques, se obtiene:

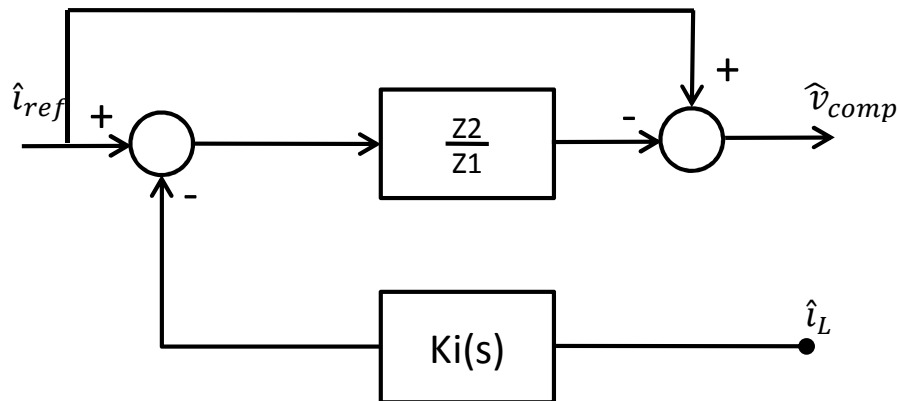


Figura 2.20: Diagrama de Bloques que representa la expresión (28)

Añadiendo al diagrama de bloques de la Figura 2.20, el modulador y la planta se está en condiciones de obtener la función de transferencia del bucle cerrado para el lazo interno de corriente, cuyo diagrama de bloques completo se encuentra representado en la Figura 2.21.

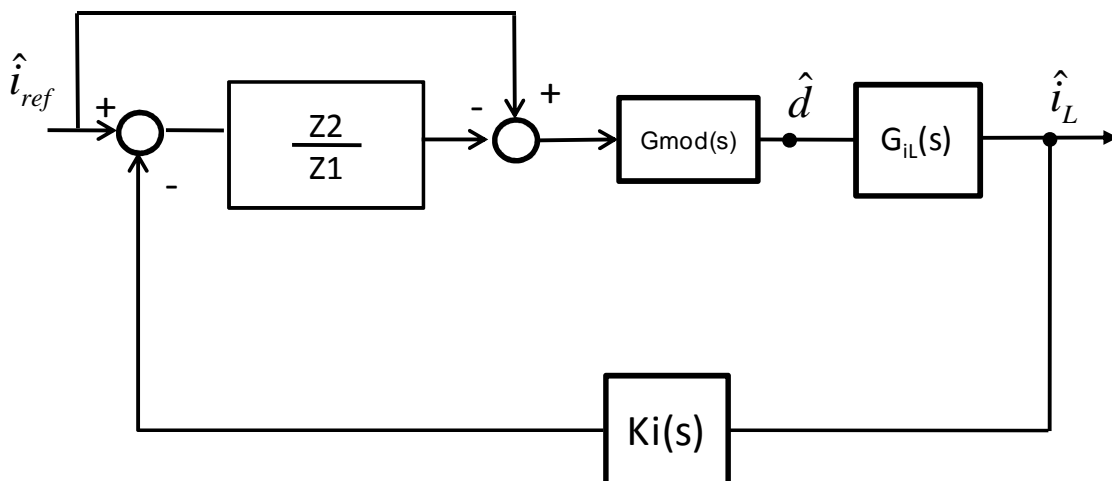


Figura 2.21: Diagrama de bloques del Lazo Interno de corriente

Teniendo en cuenta que $\frac{Z2}{Z1}$ es la función de transferencia del regulador $R(s)$, la expresión (29) muestra la función de transferencia en Bucle Cerrado del Lazo Interno de corriente que se ha mostrado en el diagrama de bloques de la figura Figura 2.21.

$$BC_i(s) = \frac{1 + R(s)}{Ki(s)} \cdot \frac{TMR(s)}{1 + T(s)} \quad (29)$$

La función de transferencia mostrada en (29) no atiende a la típica expresión de un sistema realimentado la cual vendría dada por la expresión (30).

$$BC(s) = \frac{TMR(s)}{1 + TMR(s) \cdot T(s)} \quad (30)$$

Esto se debe a que la referencia del lazo interno de corriente no es fija, ya que ésta es proporcionada por el lazo externo. Si esta referencia fuese fija, la expresión (28) se vería reducida como se muestra en (31).

$$\hat{V}_{comp} = -\frac{Z2}{Z1} \cdot \hat{i}_L \cdot K_i \quad (31)$$

Realizando el diagrama de bloques equivalente a la expresión (31), se obtendría.

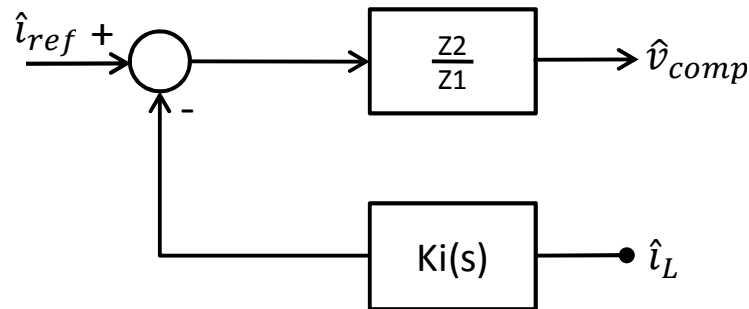


Figura 2.22: Diagrama de bloques que representa la expresión (31)

Por lo tanto, situando sobre el diagrama anterior la planta del sistema y el modulador, se llegaría a obtener la función de transferencia antes citada en (31).

A partir de una serie de valores determinados para la planta del convertidor, sensor, modulador y regulador, se obtiene la función de transferencia en bucle cerrado del lazo interno de corriente, que se muestra en la Figura 2.23.

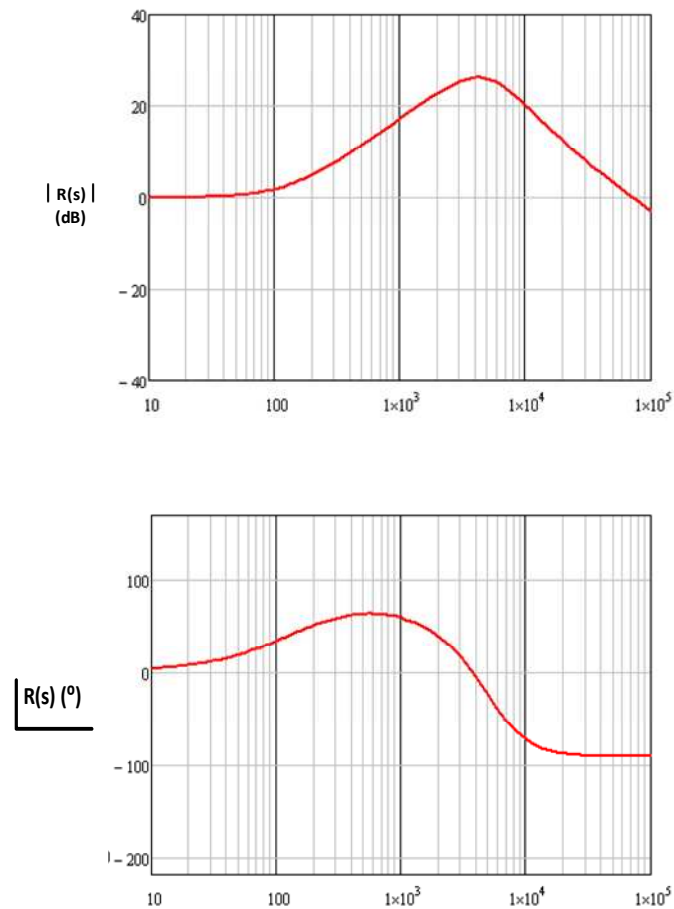


Figura 2.23: Diagrama de Bode obtenido a partir de la expresión (29) para unos determinados valores del sistema

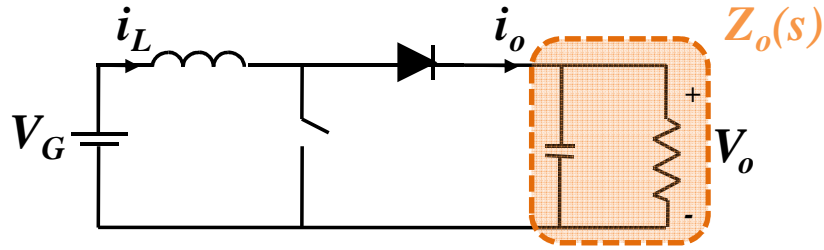
2.2 Lazo externo de tensión

Analizado ya el lazo interno de corriente del convertidor, a continuación se analiza el lazo externo de tensión.

Este tiene la finalidad de estabilizar la tensión de salida del convertidor y servir como referencia de corriente al lazo interno. A continuación se muestra el proceso de cálculo seguido para este lazo de control.

2.2.1 Cálculo de la función de transferencia de la planta del lazo externo de tensión

Para calcular la planta a estabilizar en el lazo externo se hace referencia a la Figura 2.24.


Figura 2.24: Convertidor CC/CC Elevador

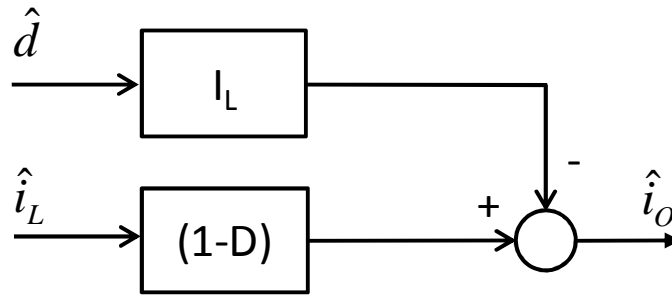
La tensión de salida depende de la corriente i_o inyectada a la celda RC ($Z_o(s)$). A su vez, la corriente de salida, i_o , es función de la corriente por la bobina (i_L) y del ciclo de trabajo (d), según se muestra en la expresión (32).

$$i_o = i_L \cdot (1 - d) \quad (32)$$

Linealizando y perturbando en torno al punto de trabajo se obtiene la siguiente expresión (33).

$$\hat{i}_o = \left. \frac{\partial i_o}{\partial i_L} \right|_D \hat{i}_L + \left. \frac{\partial i_o}{\partial d} \right|_{I_L} \hat{d} = (1 - D) \cdot \hat{i}_L - I_L \cdot \hat{d} \quad (33)$$

La ecuación (33) se puede representar mediante un diagrama de bloques, según se muestra en la Figura 2.25.


Figura 2.25: Diagrama de bloques de la expresión (33)

Por otro lado, la tensión de salida del convertidor, como ya se ha comentando depende de i_o y de Z_o , según la expresión (34).

$$V_o = I_o \cdot Z_o \quad (34)$$

Teniendo en cuenta esta expresión y añadiéndola al diagrama de bloques anterior, Figura 2.25, se tiene el diagrama de bloques mostrado en la Figura 2.26.

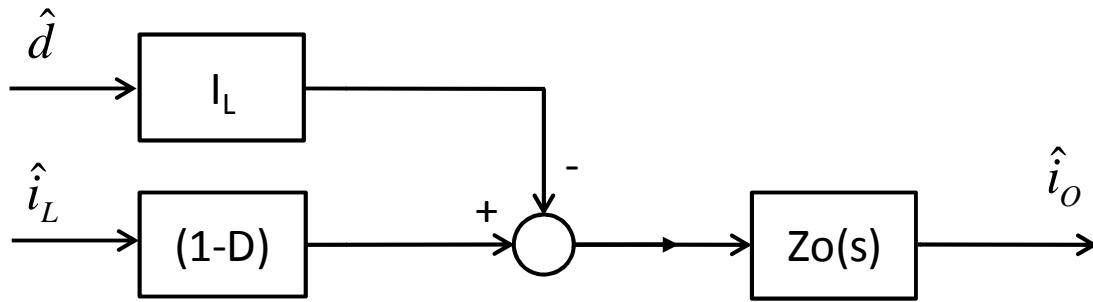


Figura 2.26: Diagrama de bloques del lazo externo de tensión

Del diagrama anterior, e y i_L son conocidos, ya que han sido obtenidos en los cálculos del lazo interno. De este modo se presenta el diagrama de bloques de la Figura 2.27, el cual relaciona la tensión de salida respecto de la corriente de referencia, lo que equivale a la planta a estabilizar por el lazo externo.

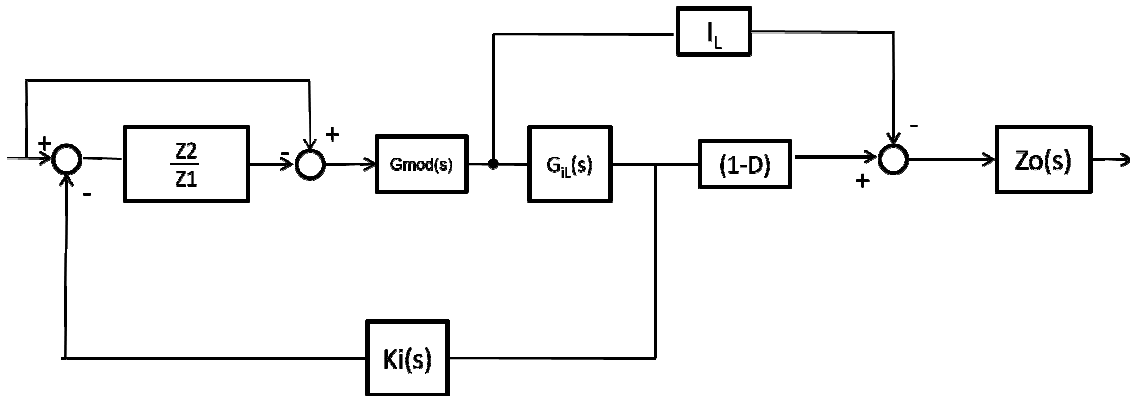


Figura 2.27: Diagrama de bloque del lazo interno y externo

Sabiendo que la expresión que relaciona la corriente a través de la inductancia, i_L , respecto de la referencia (i_{ref}), es la función de transferencia en Bucle Cerrado del lazo interno, se puede obtener la planta del lazo externo, la cual viene expresada mediante la expresión (35).

$$\text{---} \quad \text{---} \quad (35)$$

Donde:

$$\text{---} \quad (36)$$

Por otra parte, la respuesta en frecuencia que presenta la planta, sensor, modulador y regulador del lazo externo de tensión para una serie de valores determinados de la planta, se muestra en la Figura 2.28.

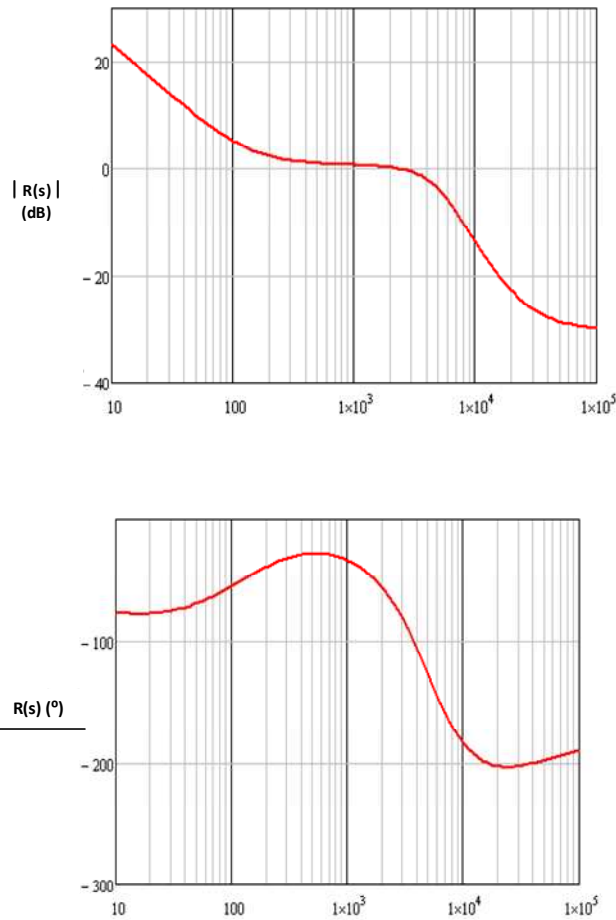


Figura 2.28: Diagrama de Bode para la planta del lazo externo de tensión (expresión (35)) para unos determinados valores del sistema

2.2.2 Cálculo del regulador

Como regulador para el lazo externo de tensión, se ha optado por elegir y hacer uso de un regulador tipo-PI, cuyo esquema eléctrico se muestra en la Figura 2.29.

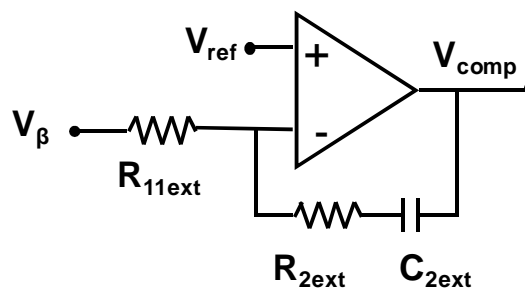


Figura 2.29: Regulador tipo-PI

Este es un regulador *integrador con cero en alta frecuencia* (*Integrator with high frequency zero*). El regulador PI empleado, posee una respuesta en frecuencia (Figura 2.30) en la que el cero del regulador anula la aportación del polo en el origen, permitiendo elevar la fase del sistema.

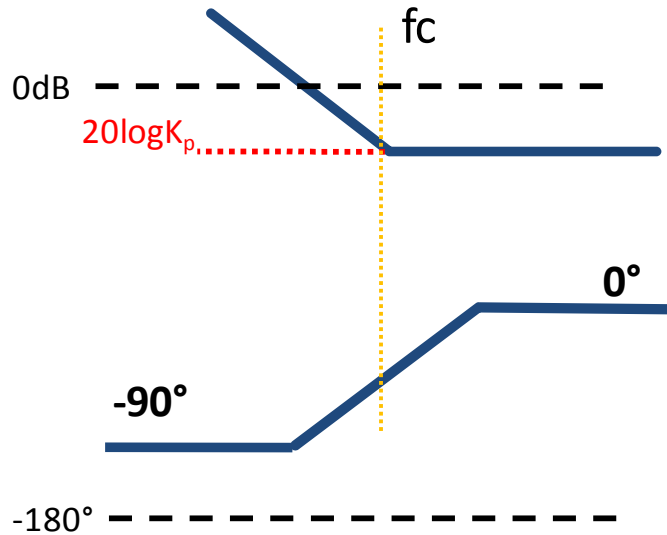


Figura 2.30: Respuesta en frecuencia del regulador PI

Este tipo de reguladores, se emplean cuando la variable a realimentar está filtrada y no posee ninguna información de la frecuencia de conmutación; de esta manera, es posible que no haga falta incluir polos para amortiguar la ganancia del sistema a esa frecuencia.

Para el cálculo del regulador se hace uso del único método que existe para obtener la solución de este tipo de reguladores, para ello la función de transferencia que se emplea para el cálculo del regulador es la siguiente expresión (37).

$$Re(s) = \frac{R2_{ext} \cdot C2_{ext} \cdot s + 1}{R11_{ext} \cdot C2_{ext}} \quad (37)$$

Observando la expresión (37), se ve la aparición de una serie de componentes, los cuales necesitan de otras expresiones específicas del regulador tipo-PI para ser calculadas; de esta forma se obtienen las siguientes expresiones:

$$Re(s) = \frac{Z2(s)}{Z1(s)} \quad (38)$$

Donde:

$$Z2(s) = \frac{1}{C2_{ext}} + R2_{ext} \quad (39)$$

$$Z1(s) = R11_{ext} \quad (40)$$

A partir de (39) y (40), se necesitan conocer las expresiones para cada término que aparece en esas expresiones.

$$R2_{ext} = K_p \cdot R11_{ext} \quad (41)$$

$$C2_{ext} = \frac{K_i}{R2_{ext}} \quad (42)$$

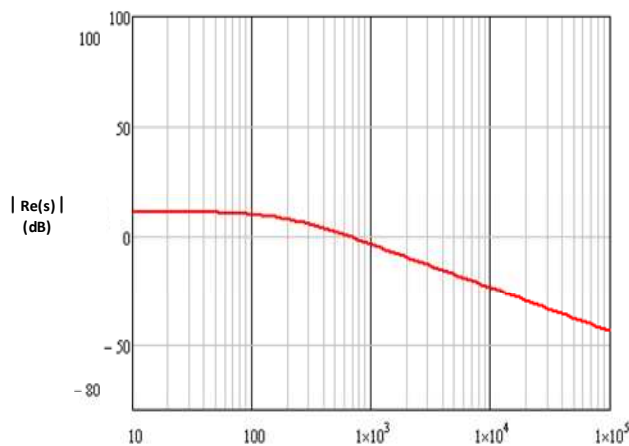
Para obtener (41) y (42), se tienen que obtener los valores correspondientes a las constantes de proporcionalidad, K_p , y la constante integral, K_i , que son necesarios para conseguir un buen funcionamiento del regulador, y así poder obtener su respuesta en frecuencia. También, para este regulador, se deben fijar un valor para la frecuencia de corte, f_c , y otro para el Margen de Fase, MF. Estos cálculos se pueden observar en (43) y (44).

$$K_i = \frac{\tan(mf \cdot \frac{\pi}{180} - \arg(A(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot fc)) - \frac{\pi}{2})}{2 \cdot \pi \cdot fc} \quad (43)$$

$$K_p = \frac{K_i \cdot (2 \cdot \pi \cdot fc)}{|A(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot fc) \cdot \sqrt{1 + [K_i \cdot (2 \cdot \pi \cdot fc)]^2}|} \quad (44)$$

Para el sensor de tensión que se emplea para el lazo externo de tensión, se explica en detalle en el siguiente epígrafe, pero para calcular el regulador es necesario saber la atenuación que presenta a la frecuencia de corte marcada. Para este lazo, cabe destacar que no se hace uso del modulador.

Por otra parte, la respuesta en frecuencia que se obtiene con el regulador tipo-PI, a partir de una serie de valores determinados, es la que se muestra en la Figura 2.31.



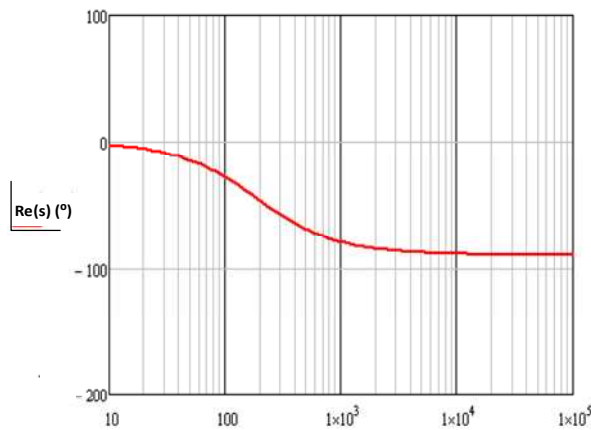


Figura 2.31: Respuesta en frecuencia del regulador tipo-PI para unos valores determinados del sistema

2.2.3 Cálculo del sensor

Para este apartado, al estar en el lazo externo de tensión existe una pequeña diferencia respecto al lazo de corriente, puesto que el lazo externo presenta un conjunto de dos resistencias a la salida del convertidor, formando un divisor resistivo, al cual se le denomina sensor.

El sensor en el lazo externo, es una parte que se le debe prestar una cierta atención, puesto que si no se realiza un sensado correcto, el funcionamiento del convertidor no es el adecuado.

Cuando se modifican los valores de la frecuencia de corte y el margen de fase para obtener el cálculo del regulador, el sensor también se ve modificado en función de estos parámetros, por lo que habrá que tenerlo en cuenta a la hora de implementar este control. El diseño del circuito tal y como se ha comentado es un divisor de tensión, Figura 2.32.

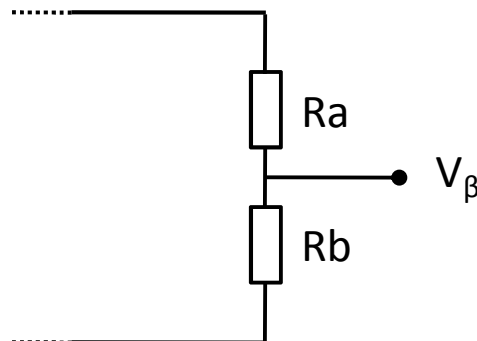


Figura 2.32: Sensor del lazo externo

Las expresiones que se emplean para calcular el sensor, son:

$$Rb = \frac{R11}{20} \quad (45)$$

$$Ra = Rb \cdot \left(\frac{1}{K2(s)} - 1 \right) \quad (46)$$

Estas expresiones (45) y (46) que se han mostrado, se puede destacar el término de $K2(s)$, el cual es la relación existente entre la tensión de referencia que se ha fijado para el convertidor y la tensión de salida del mismo. Dicha expresión se muestra en (47).

$$K2(s) = \frac{V_{ref}}{V_o} \quad (47)$$

2.2.4 Lazo Abierto

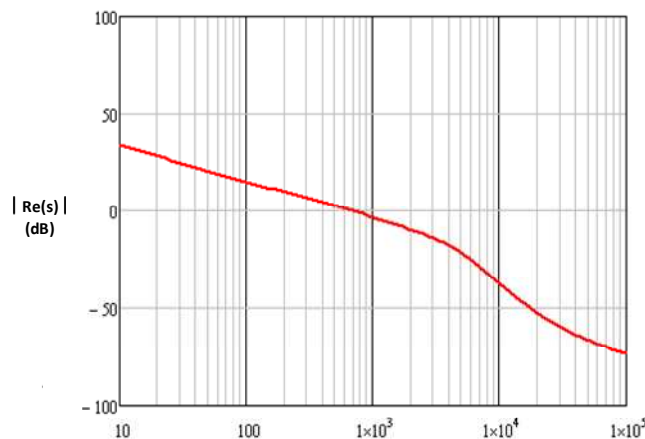
Igual que se hizo para el Lazo Interno de corriente, se presenta la respuesta en frecuencia en bucle abierto del Lazo Externo de tensión, la cual atiende a la expresión (48).

$$T(s) = TMR(s) \cdot R_e(s) \quad (48)$$

Donde $TMR(s)$, presenta la expresión que se muestra en (49).

$$TMR(s) = K2(s) \cdot G(s) \quad (49)$$

El sensor $K2(s)$, que se observa en la expresión (49), se corresponde con la ganancia de tensión. De esta manera, la función de transferencia del lazo externo de tensión para bucle abierto que se obtiene a partir de una serie de valores determinados para la planta del convertidor es la que se muestra en la Figura 2.33.



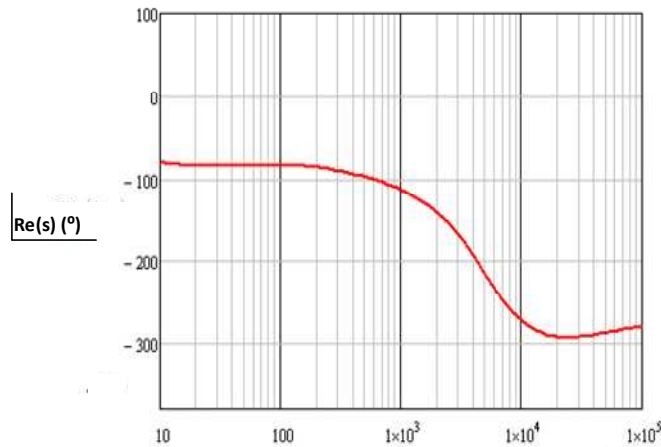


Figura 2.33: Diagrama de bode bucle abierto lazo externo de tensión

2.2.5 Lazo Cerrado

Para este epígrafe, al igual que se ha realizado para el caso del Lazo Interno de corriente, se presenta la respuesta en frecuencia en bucle cerrado del Lazo Externo de tensión, la cual atiende a la expresión (50).

$$BC_{ext} = \frac{1 + R_e(s)}{K2(s)} \cdot \frac{TMR(s)}{(1 + T(s))} \quad (50)$$

Al igual que se explicó en el epígrafe del Lazo Interno, esta función de transferencia no se corresponde con la función de transferencia que se suelen usar, normalmente, para el Bucle Cerrado, debido a la referencia que se presenta en el sistema (ver epígrafe Bucle Cerrado para Lazo Externo de tensión).

Como se observa en (50), se puede ver que todos los términos que forman la función de transferencia son ya conocidos, puesto que han sido calculados y obtenidos a lo largo del epígrafe del **lazo externo de tensión**, por lo que no se volverán a repetir dichos cálculos.

A partir de la función de transferencia en bucle cerrado que se ha obtenido en (50), a continuación se va a mostrar el diagrama de bode correspondiente a dicha función de transferencia. Dicho diagrama se puede observar en Figura 2.34.

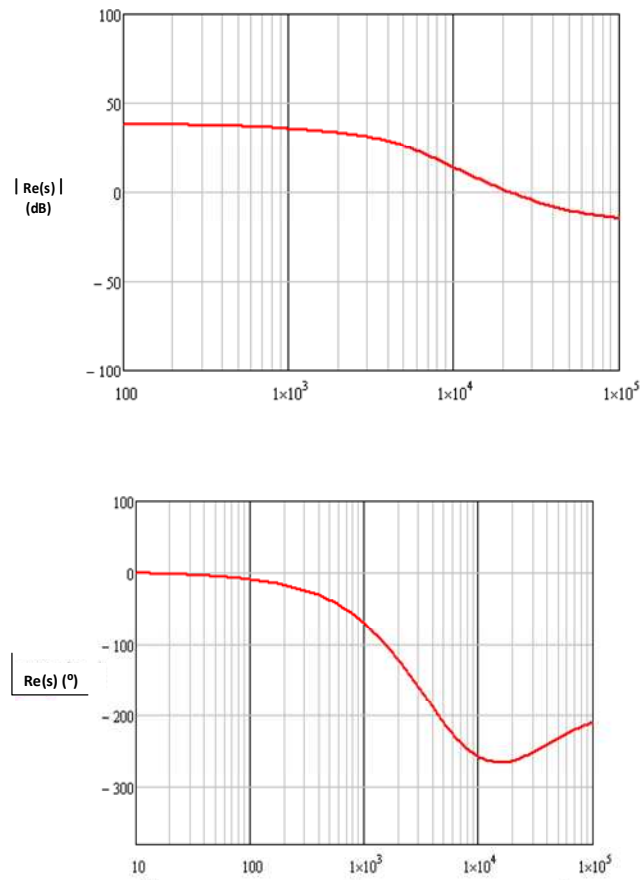


Figura 2.34: Diagrama de bode bucle cerrado para lazo externo de tensión



Capítulo-3: Corrector del Factor de Potencia: CA/CC Elevador

3 CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA: CA/CC ELEVADOR.....	61
3.1 Introducción.....	61
3.2 Corrector de Factor de Potencia. Subcircuitos.	69
3.2.1 Etapa de potencia (Elevador).....	71
3.2.2 Fuente Universal	73
3.2.3 Lazo de realimentación (FeedBack)	76
3.2.4 Lazo Feedforward	85
3.2.5 Controlador UC3854	88



3 Corrección del Factor de Potencia: CA/CC Elevador

3.1 Introducción

El circuito integrado de control que se va a emplear para la Corrección del Factor de Potencia es el UC3854. A parte de este integrado, existe una gran variedad de dispositivos de control que realizan la misma función.

Un convertidor Elevador es una excelente elección para la Corrección del Factor de Potencia porque la corriente de entrada es continua y esta produce ruidos en el nivel más pequeño de conducción y la mejor forma de onda de la corriente de entrada.

Las desventajas que se pueden observar en este convertidor es que requiere un alto valor de tensión de salida. La tensión de salida debe ser más grande que el pico más alto que pueda llegar a tener la tensión de entrada.

La corriente de entrada del Elevador debe ser forzada para observar de manera proporcional a la forma de onda de la tensión de entrada del corrector de factor de potencia. La rama Feedback es necesario para el control de la corriente de entrada y, o bien el control de modo corriente o el control de corriente media debe ser usado. Ambas técnicas deben ser implementadas con el integrado UC3854.

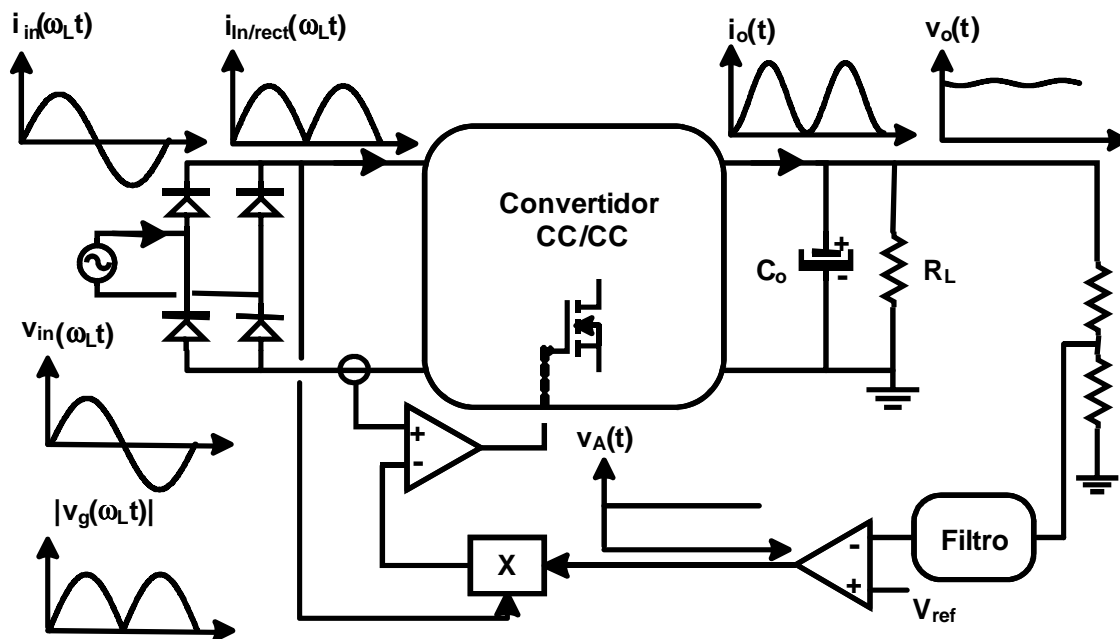


Figura 3.1: Configuración básica del circuito Control del Factor de Potencia

El control en modo corriente tiene una baja ganancia, el ancho de banda del lazo interno de corriente, en general hace que sea inadecuado para un alto rendimiento del CFP, puesto que existe un error significativo entre la señal empleada en el convertidor y la corriente. Esto ocasionará distorsión y un pobre factor de potencia. Las principales formas de onda que posee este tipo de circuitos son las que se pueden ver a continuación en la Figura 3.2.

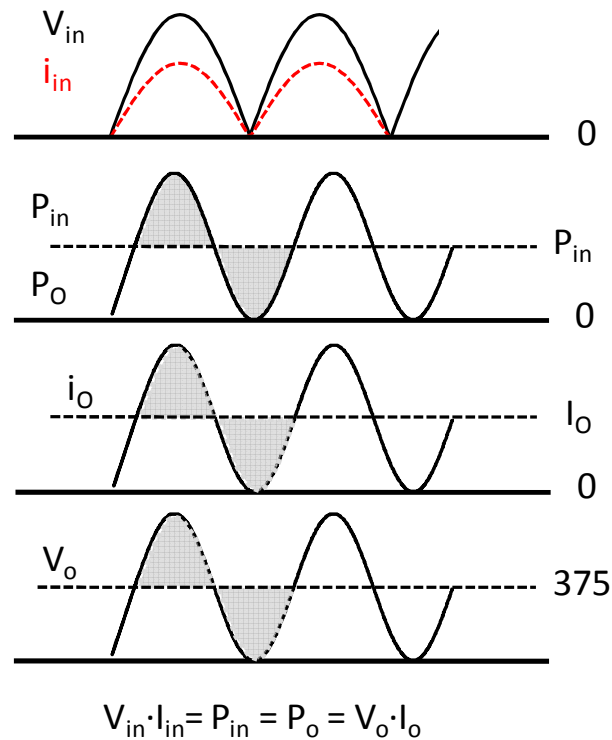


Figura 3.2: Formas de corriente para el Corrector del Factor de Potencia

En la Figura 3.2, la primera forma de onda que se observa se tiene la tensión y la corriente del corrector de factor de potencia; la segunda forma de onda, se corresponde con el flujo de la energía dentro y fuera del condensador de salida. Este condensador almacena energía cuando la tensión de entrada es alta y libera la energía cuando la tensión de entrada es baja y mantiene el flujo de la potencia de salida constante. En la tercera forma de onda, se muestra la corriente de salida. Esta corriente tiene una forma diferente a la de entrada ya que tiene un periodo, dos veces la corriente de entrada debido al flujo de energía en el condensador.

Cuando se produce una desviación de forma constante en la tensión de salida, se producirá un desplazamiento de fase, una distorsión armónica o ambas, lo que producirá una degradación en el factor de potencia. Para ello, se hace uso del control UC3854, para evitar esa degradación del factor de potencia, y así poder obtener un factor de potencia lo más cercano al valor unidad.

A parte de estas explicaciones que se han dado sobre el CFP, puede existir la duda y la pregunta, ¿para qué se emplea el Corrector de Factor de Potencia? Entre las diferentes contestaciones que se pudiesen dar, se pueden destacar algunas que se consideran como las más importantes:

- Reducción de los armónicos en la línea de alimentación.
- Cumplir con la reglamentación de los armónicos

- Tener la posibilidad de operar en un amplio rango fuera de la línea de alimentación.

El convertidor que se va a emplear para la Corrección del Factor de Potencia, como ya se ha comentado a lo largo del documento, es un Elevador, donde en la Figura 3.3 que se muestra a continuación se observará el esquema de diseño y como está estructurado el mismo:

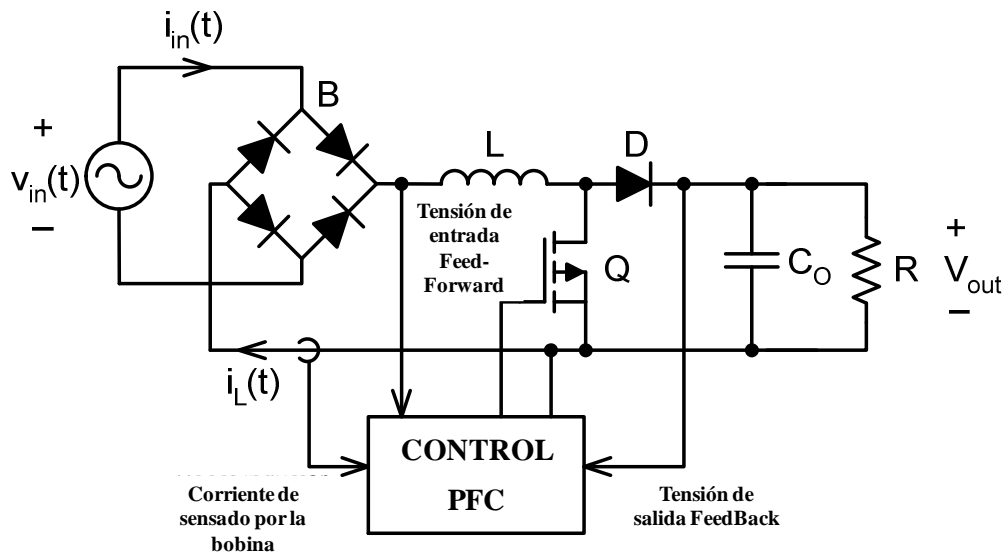


Figura 3.3: Circuito Corrector del Factor de Potencia mediante un Elevador

Técnicas empleadas para la obtención de la corriente

A continuación se a mostrar una serie de características sobre las técnicas que se emplean para la obtención de la corriente a la entrada, a partir de la tensión de entrada:

- Corriente forzada → El lazo de corriente fuerza a la bobina a seguir la tensión de línea que ha sido rectificada en $V_{in}(t)$.
 - Control promedio de la corriente.
 - Control con la frontera del multiplicador.
- Corriente exacta de forma automática → La corriente en la bobina sigue de forma *correcta* a $V_{in}(t)$ sin haber sensado en ésta.
 - Frontera con el control en tiempo de modulación.
 - Control del pico de corriente con la señal de referencia en continua hace que se produzca una estabilización de la rampa.
- Corriente aproximada de forma automática → La corriente por la bobina sigue de forma *aproximada* a la tensión de $V_{in}(t)$ sin haber sensado ésta.
 - Control del pico de corriente con la señal de referencia continua y sin rampa.

- Frecuencia constante para la PWM para el modo de conducción discontinuo (MCD)

A continuación, se muestran las distintas posibilidades de configuración del Corrector del Factor de Potencia [17]-[19]:

CFP Boost con control de corriente media y una línea de tensión opcional Feedforward

A partir del siguiente circuito que se muestra en la Figura 3.4, se realizan una serie de estudios sobre el control de la corriente media y si es mejor utilizar o no el lazo Feedforward.

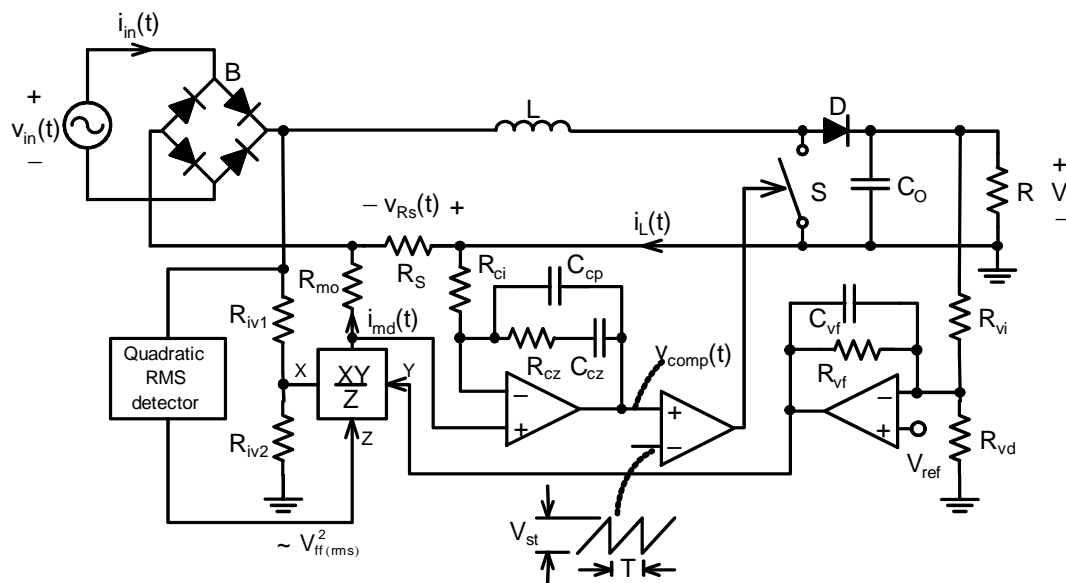


Figura 3.4: Circuito CFP con lazo interno de corriente y externo de tensión

En el circuito mostrado en la Figura 3.4, se le caracteriza porque en él se observan las distintas partes por las que está formado el circuito. Las más representativas son el lazo interno de corriente, el lazo externo de tensión, y el lazo feedforward el cual desempeña un papel fundamental dentro del circuito CFP, puesto que permite soportar cambios de tensión en los rangos que se han estipulado. Aún así, el lazo feedforward desempeña otras funciones de carácter importante pero se verán más adelante cuando se hable de él con mayor detalle.

A partir del circuito que se ha mostrado en la Figura 3.4, se pueden extraer algunas características para este diseño del circuito Corrector del Factor de Potencia:

- Distorsión de la corriente de línea muy baja (entorno a un 3% de DAT)
- La corriente en la bobina debe ser sensada → Eficiencia y/o penalización de costes.
- Requiere amplificar la corriente
 - o Aumenta la complejidad
 - o Sensibilidad para compensar la tensión

- Posible oscilación con la línea de carácter inductivo o filtro de entrada.
- Multiplicador, con entrada opcional para la tensión del feedforward, multiplicador-divisor necesarios.
- Control de los circuitos integrados.

Si se observa la Figura 3.5, el hecho de filtrar en la bobina y sin filtrar en ella, se puede observar un claro ejemplo de la diferencia que hay entre un caso y otro. En el caso del filtrado en la bobina, se observa que la corriente apenas presenta ningún tipo de rizado, es una gráfica bastante estable (valor medio del caso de no filtrado). Esto no ocurre para el caso de no filtrar en la bobina, la cual presenta una gran cantidad de rizado y muchos picos, lo que le hace que para obtener su valor de corriente se tenga que hacer uso del valor medio de la corriente, donde dicho valor se aproxima mucho a la gráfica que se ha obtenido para el caso del filtrado en la bobina.

FORMA DE ONDA TÍPICA

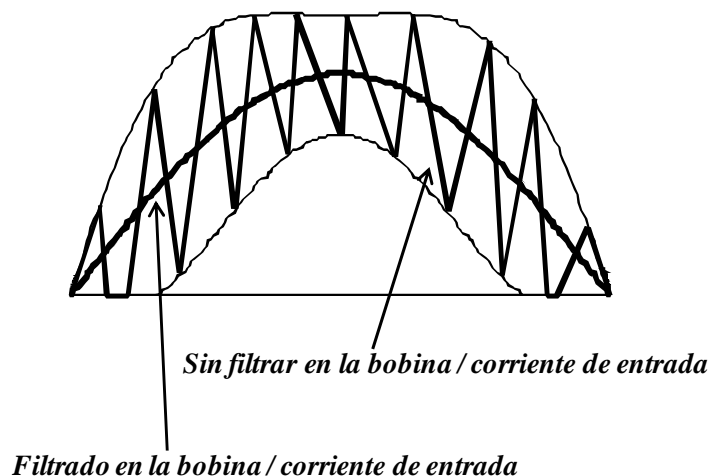


Figura 3.5: Forma de onda típica de la corriente filtrando en la bobina y sin filtrar en ella

CFP Boost con límite de control usando el multiplicador

Esta configuración se muestra en la Figura 3.6, donde, en este caso, al multiplicador le llegan dos tensiones, una procedente de un divisor de tensión que sensa la tensión a la entrada del circuito, y la otra procedente del regulador I, encargado de estabilizar el lazo externo de tensión. La salida de este multiplicador se compara con el valor de corriente y tensión que se sensa por la resistencia R_s , donde esa comparación se lleva a un biestable, el cual será el encargado de realizar el control del circuito Elevador, puesto que en función de los valores que tenga el Elevador, el interruptor se encontrará en estado abierto o cerrado.

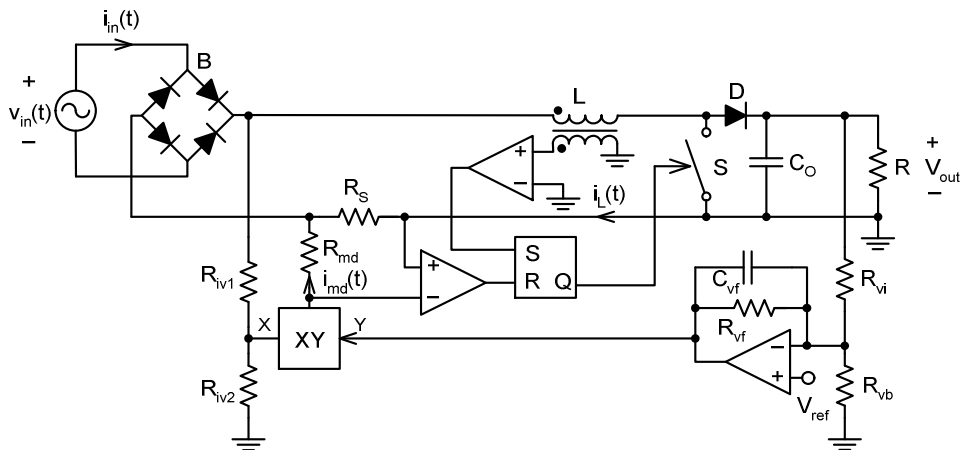


Figura 3.6: Circuito CFP con control mediante multiplicador

CFP Boost con tiempo modulado en el límite de control

Para este caso del convertidor del Corrector del Factor de Potencia, se tiene el siguiente circuito y las siguientes características que se muestran:

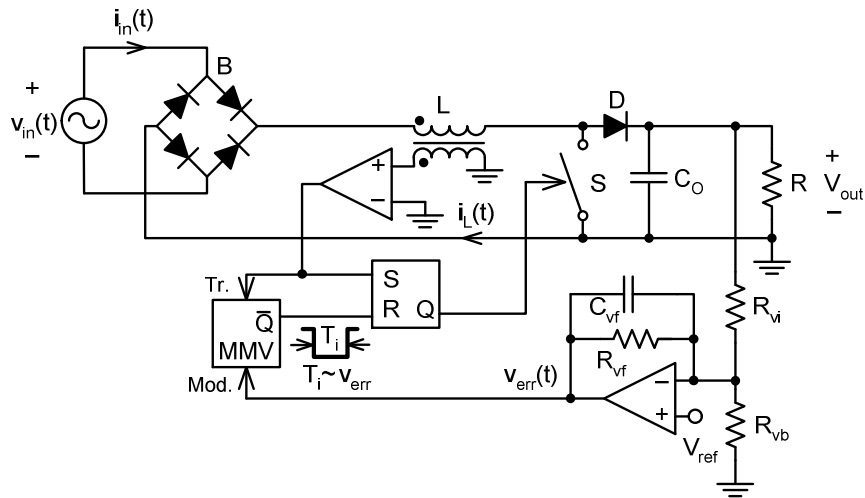


Figura 3.7: Circuito CFP con tiempo modulado en el límite de control

A partir del circuito que se puede observar en la Figura 3.7, se obtienen una serie de características y comentarios para este circuito, como son:

- Vinculado a la baja distorsión en la corriente de línea.
- La frecuencia de conmutación depende de la corriente en la carga y de la tensión de línea.
- Las pérdidas se reducen en el arranque y se empiezan a incrementar debido a los altos picos de corriente.

- Con modulación en el tiempo: No se necesita sensado en corriente ni el sensado en tensión.
- No se necesita amplificador de corriente.

En la Figura 3.8, se puede observar la forma típica de la onda que se tiene cuando se mide la corriente en la bobina del convertidor Elevador.

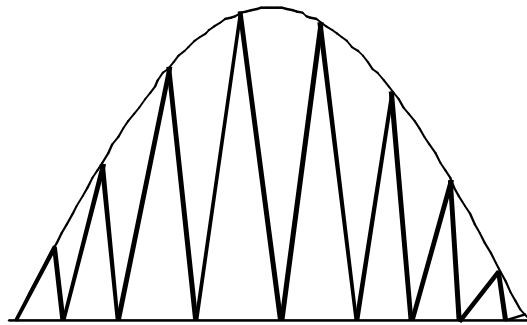


Figura 3.8: Forma de onda de la corriente en la bobina en MCC

A continuación, una vez vistas las distintas variantes de circuitos del Corrector del Factor de Potencia que existen para el caso de operación en MCC, a continuación se van a mostrar otros casos, los cuales están preparados para funcionar en modo de Modo de Conducción Discontinua (MCD). A lo largo del Proyecto, el circuito del Corrector del Factor de Potencia se ha establecido para un funcionamiento en MCC, sin embargo, se ha considerado hablar sobre este caso en MCD, para tener la constancia de la existencia de este tipo de circuitos.

PFC Boost con control en tensión y con PWM de frecuencia constante en MCD

Como se ha comentado antes, existe la posibilidad de que los circuitos con Corrector de Factor de Potencia funcionen en Modo de Conducción Discontinuo. No suele ser muy usual hacer uso de ellos, pero es importante saber de su existencia.

El problema de hacer uso de los circuitos en MCD se debe a la dificultad a la hora de controlarlos, puesto que los circuitos en modo MCC resultan menos problemáticos para establecer su control.

En este Proyecto, no se ha considerado el modo de Conducción Discontinuo puesto que para la aplicación en la que se va a usar el Corrector del Factor de Potencia hace que no sea necesario considerarlo.

El circuito de control para el caso de MCD es el que se muestra en la Figura 3.9.

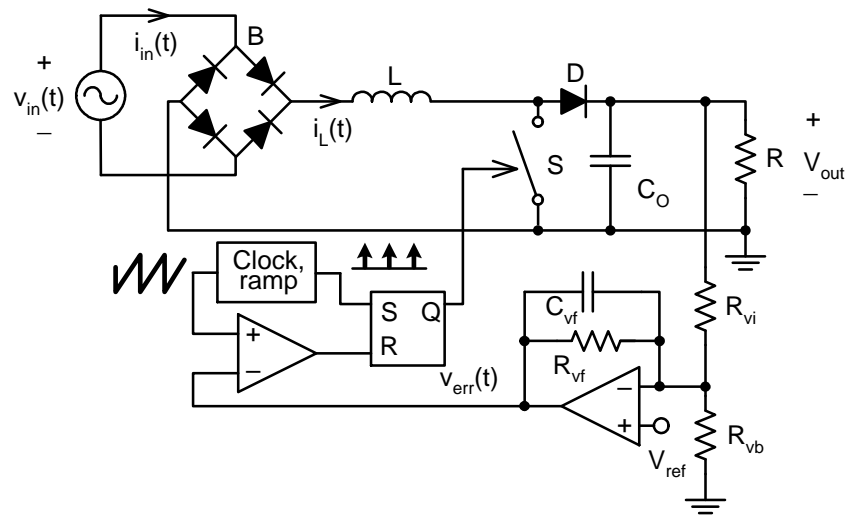


Figura 3.9: Diseño del circuito en Modo de Conducción Discontinuo

A parte de la breve introducción que se ha hecho sobre este tipo de modo de conducción del circuito, a continuación se van a nombrar una serie de características especiales para este modo junto con alguna comparación con el MCC:

- Distorsión media de la corriente de línea e independencia respecto a la carga, Depende solamente de la salida/proporcional al pico de tensión de entrada.
- Bajas pérdidas en el arranque e incremento de éstas, debido a los altos picos de corriente.
- Las pérdidas en conducción son del 40-50% más que las que se producen para el MCC.
- No necesitan amplificador de corriente.
- No necesitan sensado de la corriente o sensado en la tensión de línea.
- Fácil implementación para el modelo PWM.

A continuación se va a mostrar la forma de onda de corriente típica en la bobina que hay para este tipo de circuitos. En esta forma de onda que se observa a continuación, se puede ver que el sistema se encuentra funcionando en modo de conducción discontinuo, tal y como puede observarse en la Figura 3.10.

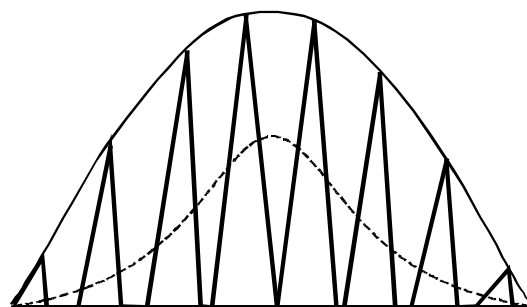


Figura 3.10: Forma de la corriente en la bobina para MCD

Si se comparan las formas de onda que se tienen en la Figura 3.8 y Figura 3.10, se puede observar que ambas formas de ondas son de la corriente en la bobina. Si se estudian cada una de las formas de onda, se puede ver que la correspondiente a la Figura 3.8 es para MCC puesto que la corriente en la bobina no se hace cero en ningún momento, cosa que si ocurre con la forma de onda de la Figura 3.10, la cual si lleva a estabilizarse durante un tiempo en cero.

3.2 Corrector de Factor de Potencia. Subcircuitos.

El circuito de Corrección de Factor de Potencia es un circuito que se le puede caracterizar por poseer una gran cantidad de subcircuitos, los cuales en conjunto dan lugar al circuito completo del Corrector del Factor de Potencia (CFP). En la Figura 3.11 se muestra un esquemático del circuito completo a analizar a lo largo de éste Capítulo [20]-[24].

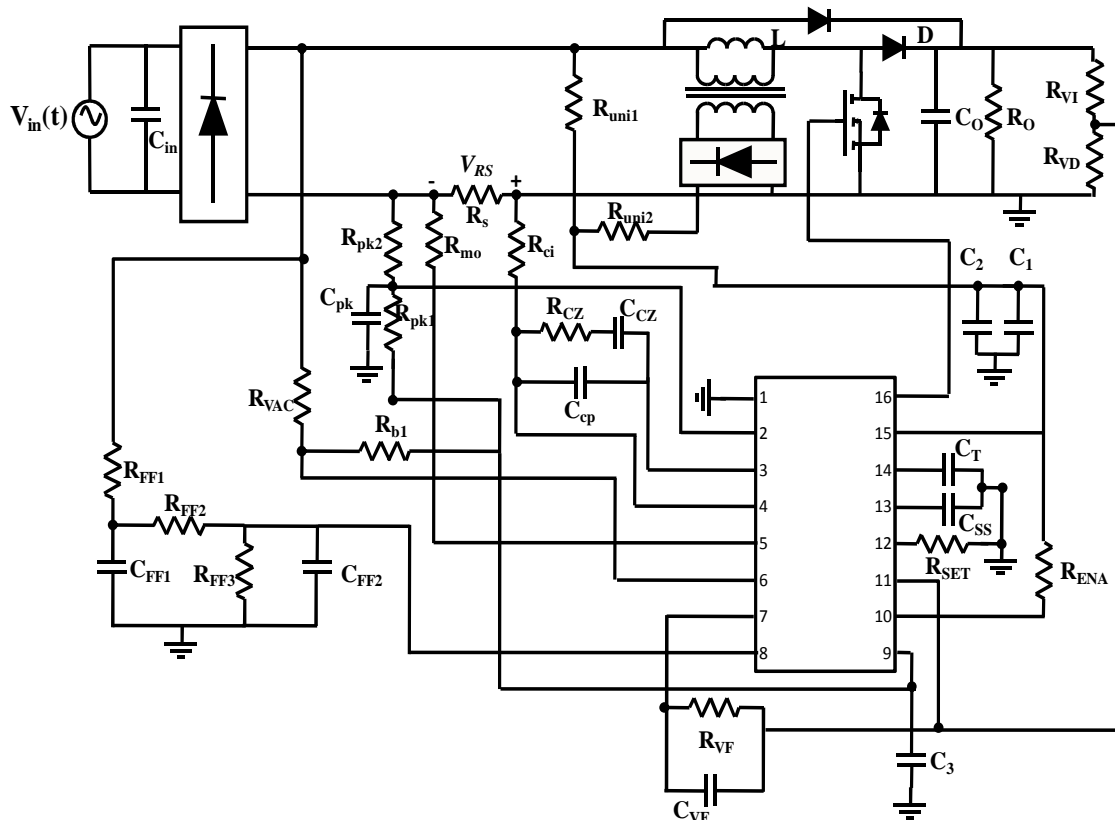
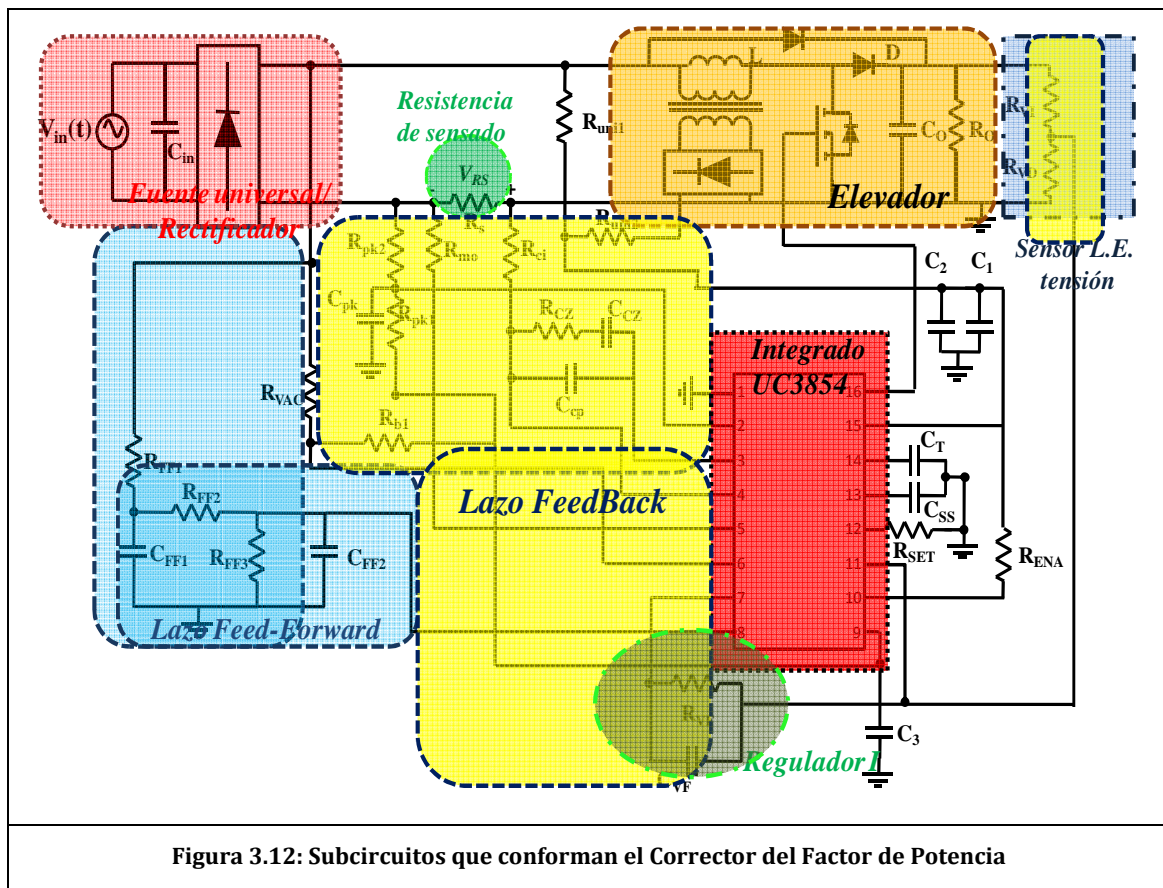


Figura 3.11: Circuito del Corrector del Factor de Potencia en un Elevador

Con el fin de analizar cada una de las subetapas de las que está compuesto el circuito de la Figura 3.11, se presenta la Figura 3.12, en la que se han agrupado componentes según funcionalidad.



Para poder comprender el funcionamiento del circuito, se va a mostrar en la Figura 3.13, un esquema funcional del Corrector del Factor de Potencia, en el cual se puede observar los diferentes bloques en que se puede separar, observando las diferentes tensiones y corrientes para cada uno de los bloques. Con el esquemático de la Figura 3.13, se podrá entender de donde salen los diferentes términos de tensiones y corrientes, que son empleados en las expresiones de uno de los subcircuitos, para así, poder obtener los valores correspondientes a cada una de las etapas.

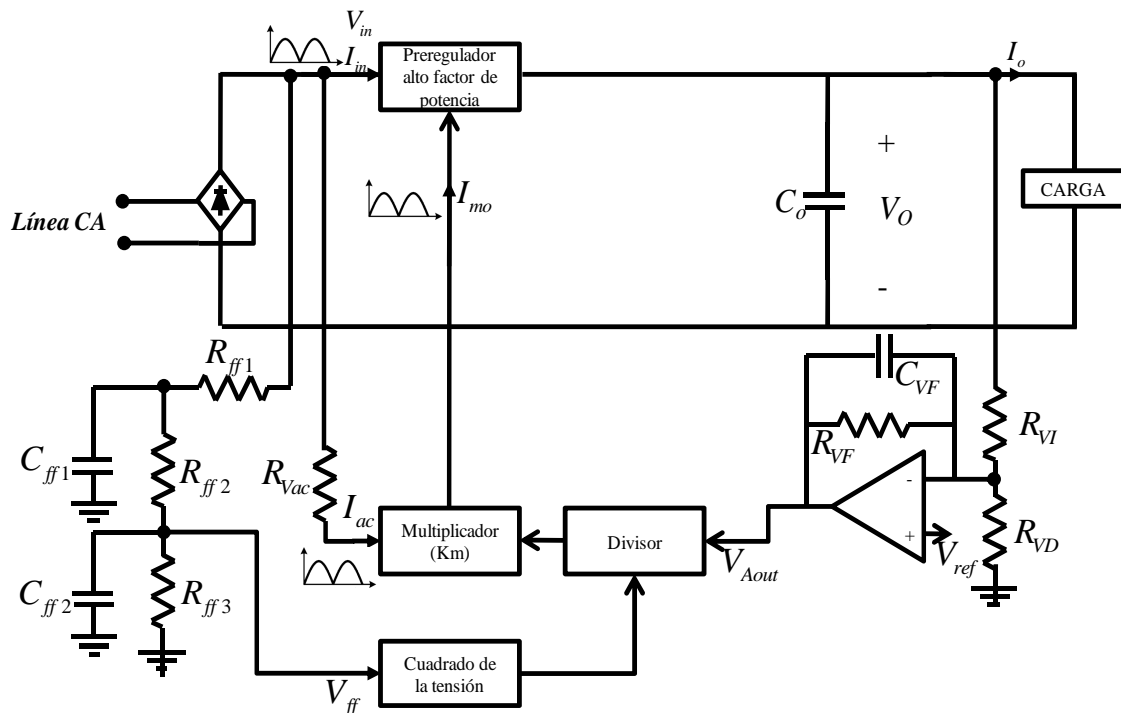


Figura 3.13: Diagrama básico de funcionamiento de un Corrector de Factor de Potencia

3.2.1 Etapa de potencia (Elevador)

El circuito que se ha analizado a lo largo de este Proyecto, se le puede caracterizar puesto que se separa en dos partes, por una parte la parte correspondiente a la etapa de potencia y por otra a la etapa de control. Para este apartado, se va a analizar el circuito de potencia. Dicho circuito, se caracteriza porque es un Elevador, pero no está dentro de los convertidores CC/CC puesto que este circuito que se quiere analizar, la entrada presenta una alimentación a través de la red de alterna; por lo que este circuito es un convertidor CA/CC.

Al ser tensión alterna, a la entrada del circuito se puede encontrar un rectificador de puente completo que es el encargado de rectificar dicha tensión sinusoidal que se introduce al circuito. Según especificaciones, la tensión de entrada posee un rango de variación amplio en cuanto a valores de tensión y frecuencia (fuente universal). La tensión de salida no debe cambiar, siempre y cuando se encuentre dentro del rango de la tensión de entrada que se ha estipulado. El circuito Elevador empleado para esta etapa de potencia, es el que se observa en la Figura 3.14.

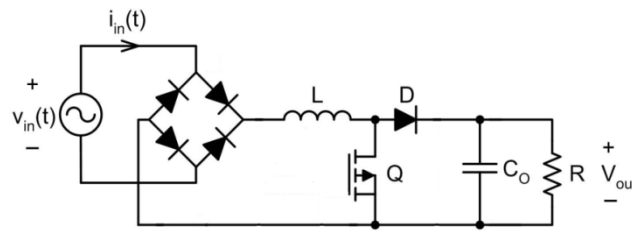


Figura 3.14: Convertidor Elevador del Corrector Factor de Potencia (etapa de potencia)

Tal y como se ve en la Figura 3.14, se tiene a la entrada la presencia del puente de diodos, que actúa como rectificador. El resto del circuito no presenta ninguna diferencia más, puesto que el resto se corresponde a un convertidor Elevador sin ninguna modificación aparente.

Tanto la inductancia como el condensador de salida dependen de los parámetros del sistema, como son la tensión de entrada, la tensión de salida, la potencia que debe entregar el convertidor, la frecuencia de conmutación del mismo, etc.

- *Inductancia: a partir de la gráfica que se muestra en la Figura 3.15, que relaciona la corriente del CFP con la tensión de entrada, se obtiene la expresión correspondiente al cálculo de la bobina (L):*

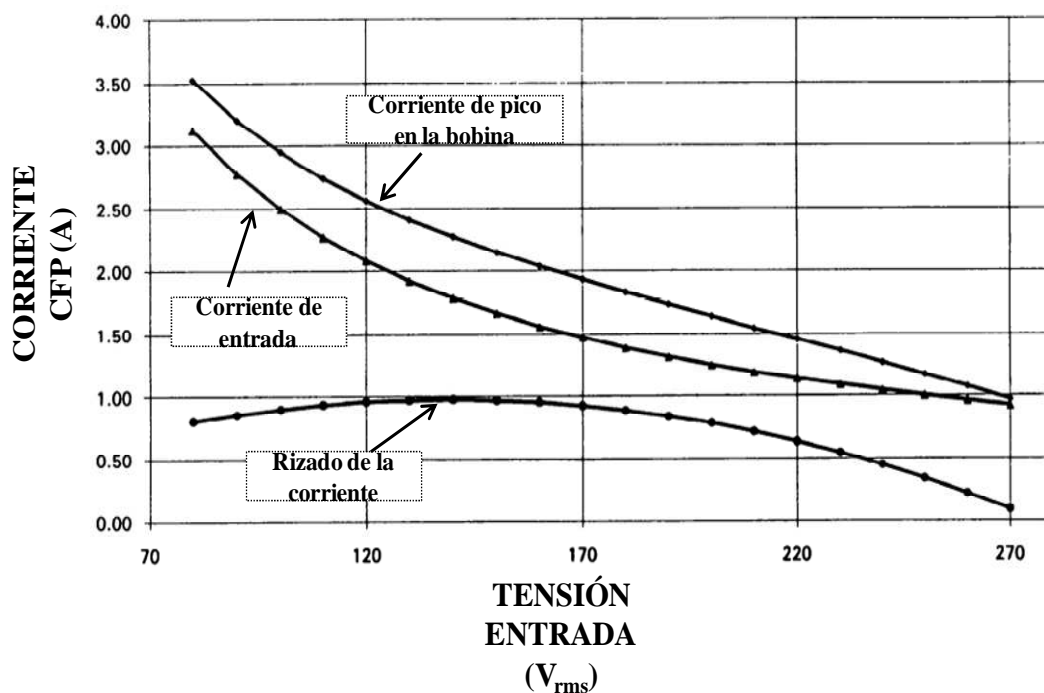


Figura 3.15: Relación entre corriente vs tensión de entrada para el cálculo de la bobina

La expresión para obtener el valor de la bobina, se muestra en (51).

$$L = \frac{V_{in,min} \cdot D}{f_{sw} \cdot \Delta I_L} \quad (51)$$

donde:

- $V_{in,min}$ se corresponde con la tensión mínima que se tiene dentro del rango de tensión de la fuente de alimentación.
- D es el ciclo de trabajo que se ha de imponer al convertidor para cumplir las especificaciones.
- f_{sw} se corresponde con la frecuencia de conmutación.
- ΔI_L es el rizado de la corriente en la bobina, el cual atiende a la expresión (52).

$$\Delta I_L = 0.2 \cdot I_{pk} \quad (52)$$

donde, I_{pk} se corresponde con el pico de corriente en la bobina (expresión (53)).

$$I_{pk} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{in,min}} \quad (53)$$

- Por otra parte, para el condensador de salida, se ha de tener en cuenta la potencia y la tensión de salida impuesta al convertidor. De este modo se tiene la expresión (54).

$$C_o = \frac{2 \cdot P_o \cdot \Delta t}{V_o^2 - V_{o,min}^2} \quad (54)$$

donde P_o se corresponde con la potencia de salida del convertidor; Δt , se caracteriza porque es un valor fijo del circuito, el cual se coge de las hojas de características. Dicho valor fijo es $\Delta t = 34 \cdot 10^{-3}$ segundos. El valor de V_o corresponde a la tensión de salida del convertidor, mientras que el valor de $V_{o,min}$ hace referencia a la tensión mínima que puede llegar a tener el condensador de salida del Corrector del Factor de Potencia.

A parte de la bobina y del condensador, también se va a hacer un breve comentario sobre el diodo, el cual se caracteriza por ser un diodo de potencia muy rápido. La mayor parte de las pérdidas se producen en el turn-off del diodo.

3.2.2 Fuente Universal

La mayoría de los sistemas de alimentación tienen como fuente primaria de energía la red de distribución de corriente alterna, normalmente ésta ha de sufrir dos transformaciones energéticas; una transformación de CA-CC y una segunda transformación en CC-CC.

Esta última transformación es normalmente la más compleja, ya que es la que se encarga de garantizar la tensión de salida deseada y constante. La primera, por el contrario, ha venido siendo una etapa sencilla compuesta exclusivamente por un puente rectificador de

onda completa y un condensador como filtro. Este esquema provoca en la red de alimentación una forma de corriente pulsante. Por tanto, el factor de potencia en estas condiciones es bajo y la distorsión armónica bastante alta; este primero puede estar comprendido entre 0.6 y 0.8 mientras que el segundo puede superar el 100%.

En estas condiciones el esquema de un sistema de alimentación, se convierte en un equipo con un comportamiento bastante negativo, visto desde la red de corriente alterna como se muestra en la Figura 3.16.

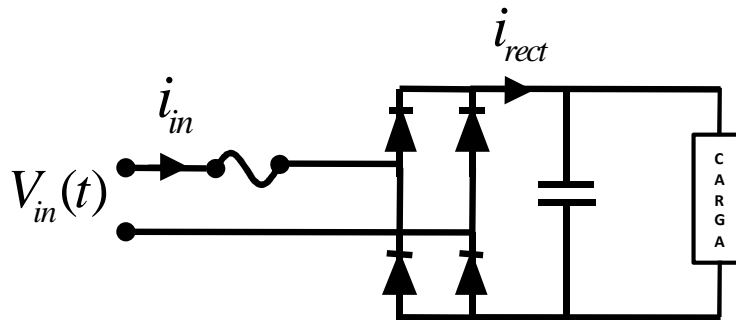


Figura 3.16: Etapa de entrada de un sistema de alimentación

Concepto de emulador de resistencia

En el esquema de la Figura 3.16 se coloca un convertidor CA/CC seguido del condensador de filtrado, como se muestra en la Figura 3.17, donde si se quiere que este convertidor sea capaz de corregir el factor de potencia, éste debe operar de tal modo que el puente de diodos vea a este convertidor como una carga resistiva. Por esta razón, el sistema electrónico de corrección de factor de potencia se le denomina “Emulador de resistencia”.

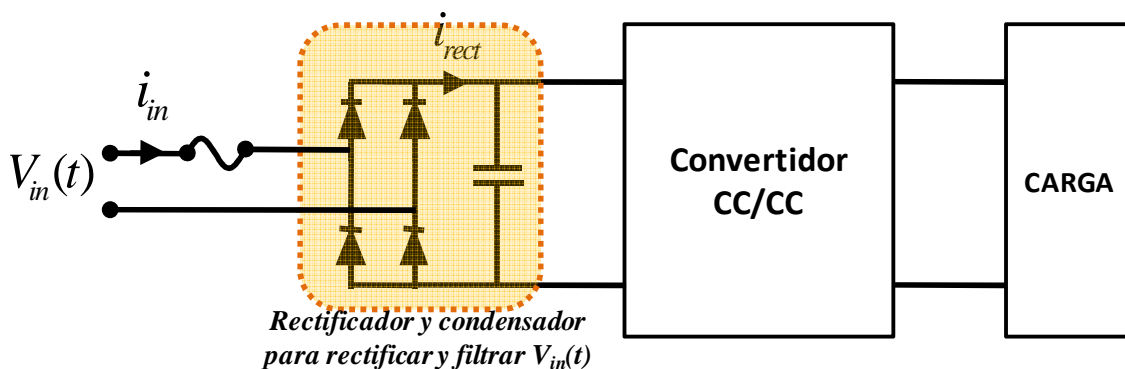


Figura 3.17: Convertidor CA/CC con rectificador en la entrada del circuito (emulador de resistencia)

Fuente universal de alimentación

Por otra parte, con la utilización de las fuentes universales, se produce un aumento en el uso de circuitos electrónicos de potencia (rectificadores), y por tanto la existencia de cargas electrónicas conectadas a la red de distribución eléctrica. Se cuestionan temas relacionados con el aprovechamiento y manipulación de la potencia eléctrica. Ante estas

inquietudes habrá que analizar de qué forma influye o modifica, a la línea de distribución alterna, la conexión de diversos circuitos electrónicos a la misma.

En los sistemas de potencia, el uso de fuentes de alimentación conectadas a la red de distribución eléctrica es una práctica habitual, siendo estas topologías quienes cuestionan nuevos temas concernientes a la caracterización de la sección de entrada de estos convertidores, así como sus efectos en la línea de distribución de potencia alterna y en los sistemas electrónicos conectados a ella. En estos sistemas cuando se menciona “fuente de alimentación conmutada”, se refiere a una estructura típica formada por un puente rectificador de entrada y un condensador de filtrado conectados directamente a la red de potencia alterna, sin intervenir ningún transformador, seguido por un bloque que constituye la conversión CC-CC, tal y como se ha mostrado en la Figura 3.17.

Los condensadores voluminosos de filtrado de la entrada son necesarios para proporcionar el rizado mínimo especificado en la tensión de entrada del convertidor CC/CC, y para proporcionar un almacenamiento de energía en el caso de que haya alguna condición de fallo en la línea de distribución. Sin embargo, por ellos circula la corriente AC de la línea sólo cuando la tensión de dicho condensador es inferior a la tensión rectificada de la línea, siendo la forma de onda característica la mostrada en la Figura 3.18.

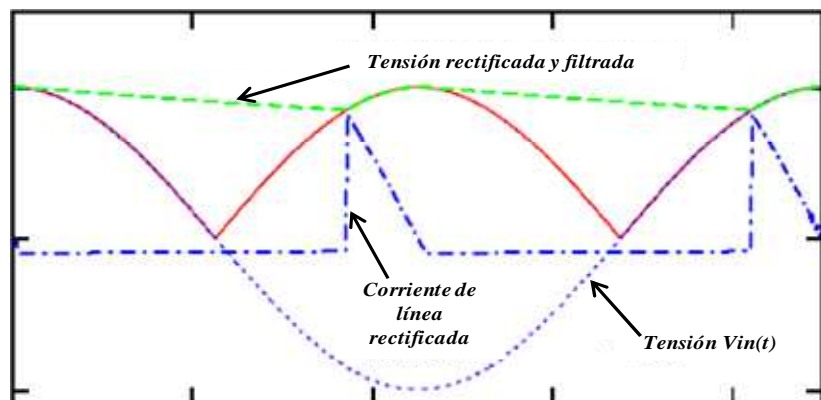


Figura 3.18: Forma de onda rectificada de la entrada del circuito

Esta corriente pulsante, que se puede observar en la Figura 3.18 anterior, ocurre porque el condensador del filtro permanece cargado cuando la tensión de entrada alcanza el valor de pico. Durante la mayor parte de cada semiperiodo de la tensión de entrada, los diodos rectificadores permanecen bloqueados, y la corriente no fluye. Sin embargo, dado que los condensadores se descargan parcialmente durante cada semiperiodo, la tensión de entrada excede a la tensión de carga del condensador durante cortos intervalos de tiempo, cercanos al instante de máxima tensión de pico de la línea. En este momento la carga consume corriente. Debido a la pequeña impedancia de estos condensadores, esta corriente será muy elevada. De esta forma se puede decir que la fuente de alimentación conmutada representa una carga no lineal.

Una vez examinada la forma de onda de la corriente de entrada, es más fácil entender el problema que representa el factor de potencia. Esta corriente pulsante no sólo tiene un

elevado valor eficaz, sino también un elevado contenido de armónicos, pudiendo causar numerosos problemas en la red de distribución eléctrica.

Esta distorsión armónica tiene dos significantes efectos:

1. Los armónicos de la corriente de entrada producen una distorsión en la tensión, debido a la impedancia finita de la fuente de potencia. Y esta tensión distorsionada contribuirá a las emisiones conducidas en forma de interferencias electromagnéticas (EMI).
2. Las componentes armónicas de la corriente no están emparejadas con las componentes de tensión, y por tanto, no producirán una potencia utilizable.

3.2.3 Lazo de realimentación (FeedBack)

Antes de empezar a explicar el funcionamiento del lazo feedback, se van a tener en cuenta una serie de consideraciones para el diseño de dicho lazo de corriente, el cual presenta una distorsión baja en dicha corriente:

- La baja distorsión de la corriente de línea del Corrector del Factor de Potencia del Elevador se consigue por un lazo de corriente que fuerza a la corriente media en la bobina a seguir la variación en el tiempo de la referencia que deriva de la tensión que ha sido rectificada en la entrada.
- El control del lazo de la corriente media debe poseer a altas ganancias en frecuencias bajas, para así, asegurar un buen funcionamiento del convertidor.
- Hay que evitar subarmónicos inestables en el lazo de corriente puesto que la pendiente de la corriente en la inductancia debe ser menor que la pendiente de la rampa de la PWM.

Por otro lado, la **cúspide de distorsión** es un fenómeno producido cuando no es posible generar la intensidad adecuada que requiere el control del convertidor. Los principales motivos se deben al paso de la tensión por cero, donde la tensión disponible es pequeña para obtener la intensidad deseada.

Se pueden obtener mejoras, reduciendo la inductancia del convertidor para así tener mayor rizado y aumentar la frecuencia de conmutación, lo que permitirá aumentar el ancho de banda del control de corriente.

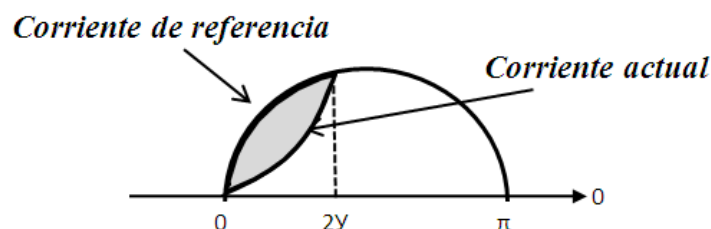


Figura 3.19: Cúspide de distorsión

Una vez que la corriente de entrada coincide con el valor esperado del lazo de control que está en funcionamiento en el convertidor, la corriente de entrada seguirá la señal correspondiente a dicho lazo, para intentar evitar que se produzca este proceso.

La compensación del lazo FeedBack debe minimizar la Distorsión Armónica Total (DAT) y maximizar el Factor de Potencia (FP) mientras se asegura una respuesta transitoria aceptable. El lazo FeedBack es necesario para conseguir tener el control de la corriente de entrada.

Como ya se ha comentado con anterioridad, el control del convertidor se realiza por medio de dos lazos de control, uno interno de corriente y otro externo de tensión. Como la referencia del lazo interno es proporcionada a través del multiplicador citado en epígrafes anteriores, el cual tiene como una de sus entradas la salida del amplificador de error del lazo externo, se va a comenzar por el estudio del lazo interno de corriente.

3.2.3.1 Lazo Interno de corriente

El lazo interno está formado por un amplificador de error en corriente cuyo esquema se muestra en la Figura 3.20 y el cual atiende a un regulador Tipo 2. El funcionamiento básico se basa en sensar la corriente que circula a través de la resistencia R_s y compararla con la referencia de corriente proporcionada por la salida del multiplicador. Este multiplicador tienen como entradas la corriente rectificada, la salida del amplificador de error de tensión y la tensión del lazo feedforward, cuyo funcionamiento se explicará en detalle más adelante. Hay que destacar que la multiplicación de estas variables se realiza por medio del circuito integrado UC3854, el cual aparte posee otras funciones que facilitan el control de este convertidor, las cuales se verán más adelante.

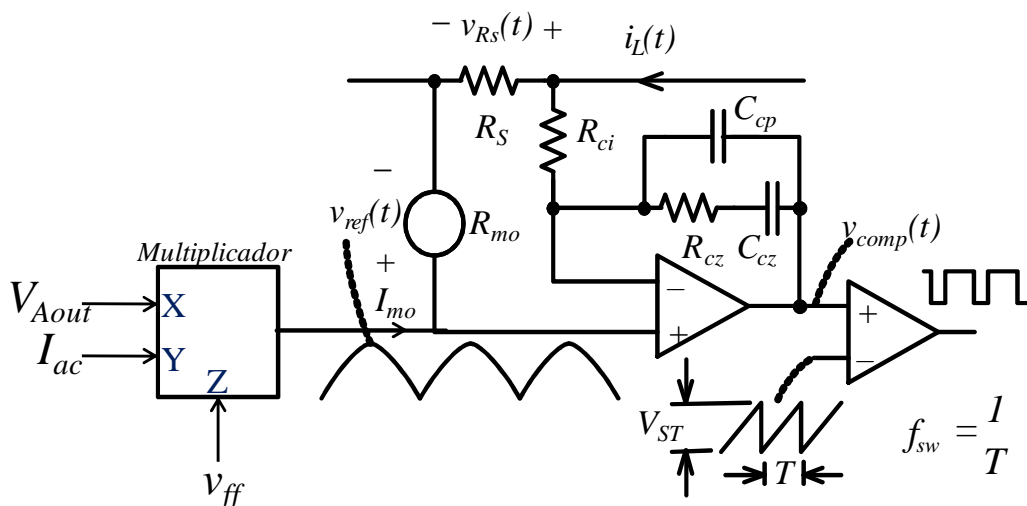


Figura 3.20: Circuito esquemático del regulador del lazo interno de corriente.

Seguidamente se analizan cada una de las partes fundamentales del lazo interno.

Sensor de corriente (Rs)

Hay dos métodos generales para el sensado en corriente, una de ellas es mediante una resistencia sensando a tierra en el retorno del convertidor y el otro método es mediante dos transformadores de corriente. La resistencia sensada es el método menos caro y es más apropiado para bajas potencias. Para niveles de potencia superiores, la disipación de potencia en la resistencia llega a ser bastante grande. Por tanto, en este caso, los transformadores de potencia son más apropiados. En el caso que aborda este Proyecto, se ha hecho uso del sensado a través de la resistencia, puesto que no se va a trabajar con potencias elevadas.

A través del sensado de la corriente en la resistencia y del amplificador de error, se tiene un control en modo corriente promediada, por lo que la tensión media en la entrada no inversora del amplificador de error debe ser cero..

Limitación de la corriente de pico

La limitación de la corriente de pico en el UC3854, hace que éste se apague cuando la corriente instantánea llega a exceder su valor máximo y se activa cuando el pin-2 del integrado está a tierra.

El valor de la corriente limitada se activa por un simple divisor de tensión que proviene de la tensión de referencia del sensor resistivo de corriente.

La expresión para el divisor de tensión viene dada por la expresión (55).

$$R_{pk2} = \frac{V_{rs} \cdot R_{pk1}}{V_{ref}} \quad (55)$$

Donde la tensión de referencia (V_{ref}) para el UC3854 es de 7,5 V. Los valores de R_{pk1} y R_{pk2} son las resistencias del divisor de tensión y V_{rs} es la tensión que cae en la resistencia del sensado R_s , el cual es el punto encargado de la limitación de la corriente.

Multiplicador creado para el lazo FeedBack

El multiplicador/divisor del lazo FeedBack es el corazón (la parte más importante) del Corrector del Factor de Potencia. La salida del multiplicador es la encargada de generar la referencia para el lazo de corriente. Por otro lado, es una señal que representa la corriente de línea de entrada al equipo.

Como ya se ha comentado, el multiplicador presenta tres entradas para su funcionamiento: la corriente sensada a la salida del rectificador (I_{ac}), la tensión del Feedforward (V_{ff}) y la tensión de salida del amplificador de error de la tensión de salida (lazo externo), V_a . La salida de la corriente del multiplicador se corresponde con I_{mo} , y que tiene en común las tres entradas anteriores descritas, para ello la expresión de I_{mo} , será:

$$I_{mo} = \frac{K_m \cdot I_{ac} \cdot (V_a - 1)}{V_{ff}^2} \quad (56)$$

donde K_m es un constante que contiene el multiplicador cuyo valor es la unidad.

Hay que destacar que este multiplicador hace la función de multiplicador y divisor al mismo tiempo. Esto se debe a que de este modo se soluciona el problema que ante un cambio en la tensión de línea, la corriente de referencia del sistema se mueva hacia direcciones incorrectas. Mediante la división se consigue implementar el feedforward del valor eficaz de la tensión de salida del rectificador. En la Figura 3.21 se presenta el diagrama de bloques que atiende al funcionamiento del multiplicador.

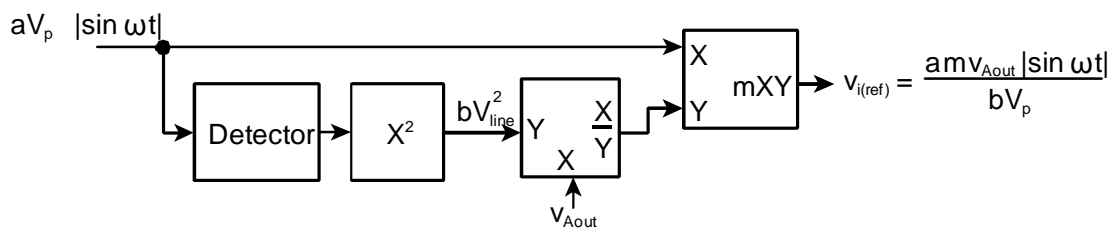


Figura 3.21: Circuito para el cálculo del lazo interno de corriente del lazo FeedBack

Otro procedimiento que se suele emplear para mejorar la respuesta transitoria en la carga, es multiplicar la corriente de la carga con la corriente de referencia. Este caso no es muy común emplearlo, pero está bien saber de su existencia.

Algunas características importantes de este multiplicador, son:

- La corriente máxima que atraviesa al multiplicador del lazo, $I_{MULT,max}$, no puede ser mayor que 2 por el mínimo valor posible de la amplitud de I_{AC} . La expresión de corriente máxima del multiplicador se muestra en (57).

$$I_{MULT,max} = \frac{-3.75}{R_{SET}} \quad (57)$$

Donde el valor de R_{SET} , es un valor fijo de resistencia, el cual es fijado en las hojas de características, cuyo valor es de **10 kΩ**.

- La intensidad de red se sensa a través de R_s , su valor máximo es I_{max} , tal y como se observa en (58). Donde la corriente por el multiplicador, I_{MULT} , circula por R_{MO} .

$$I_{MAX} = \frac{-I_{MULT,max} \cdot R_{MO}}{R_s} \quad (58)$$

Corriente de entrada al multiplicador (I_{ac})

La corriente que entra al multiplicador, es aquella que proviene de la tensión de entrada y que atraviesa a la resistencia, que sensa a la salida del rectificador, R_{vac} . El multiplicador

tiene la mejor linealidad relativa para las altas corrientes, pero se recomienda tener una corriente máxima de 0.6 mA.

La resistencia R_{b1} , conectada al pin-6, del integrado UC3854, se corresponde con la tensión de referencia, V_{ref} . Esta resistencia, posee un valor de la cuarta parte del valor de R_{vac} , es decir, la expresión que se muestra en (59).

$$R_{b1} = R_{vac} \cdot \frac{1}{4} \quad (59)$$

La salida máxima que proporciona el multiplicador ocurre cuando el pico de la tensión sinusoidal, se encuentra a nivel bajo.

Cálculo del regulador

Para poder diseñar el regulador del lazo interno, se precisa obtener la función de transferencia de la planta a estabilizar. Para este propósito se atiende a la Figura 3.22.

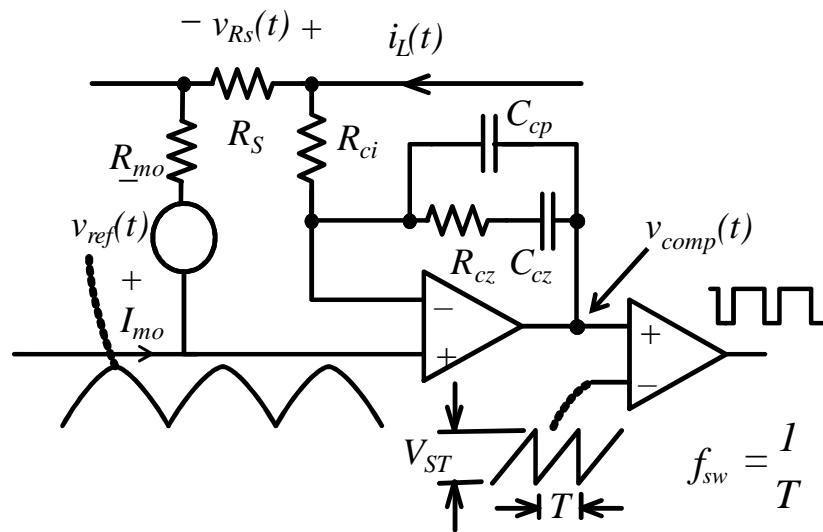


Figura 3.22: Circuito esquemático utilizado para obtener la función de transferencia del regulador tipo-II correspondiente al lazo interno de corriente

A partir de la anterior figura mostrada, la ganancia a frecuencias intermedias del regulador de corriente, se corresponde con la expresión (60).

$$G_{CA} = \frac{R_{cz}}{R_{ci}} \quad (60)$$

La rampa más negativa de corriente que se puede obtener es la que atraviesa a la inductancia, tal y como se observa en la (61).

$$G_{CA} = \frac{V_{out}}{L} \quad (61)$$

Por otro lado, se sabe que la rampa del oscilador es V_{ST}/T , donde T es el periodo de la frecuencia de conmutación empleada para el circuito. La amplitud del diente de sierra, V_{ST} , presenta una amplitud de 5.2 V para el caso del integrado UC3854. Para obtener la función de transferencia del amplificador de corriente, se atiende a la Figura 3.23, que se muestra a continuación:

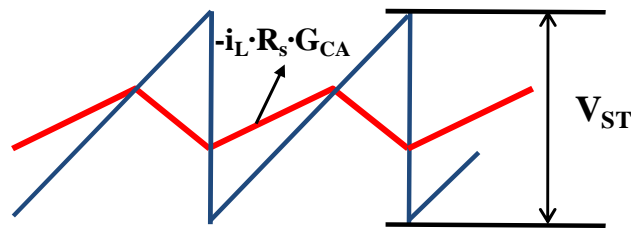
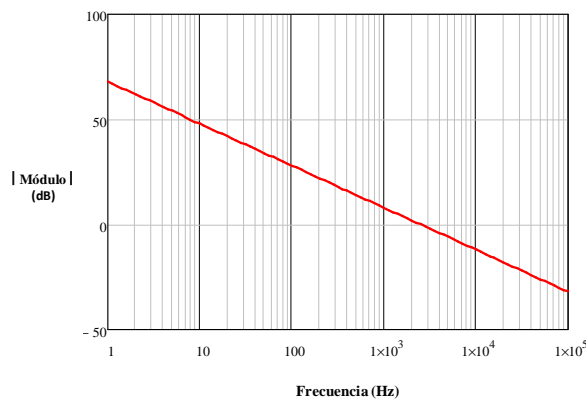


Figura 3.23: Forma de onda correspondiente al amplificador de corriente

Por tanto, la función de transferencia de la corriente sensada respecto de la salida del regulador, atiende a la expresión (62).

$$\frac{\hat{V}_{RS}(s)}{\hat{V}_{comp}(s)} = \frac{V_{out} \cdot R_s}{V_s \cdot sL} \quad (62)$$

Así, a partir de la expresión (62) y para unos determinados valores del convertidor, se obtiene la respuesta en frecuencia que observa en la Figura 3.24.



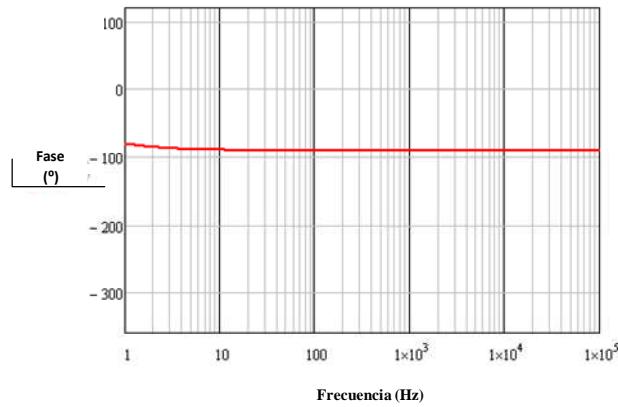


Figura 3.24: Respuesta en frecuencia de la corriente sensada respecto de la salida del regulador

Respecto a la respuesta en frecuencia obtenida, se puede ver atiende a un sistema de primer orden como era lógico esperar tras ver la expresión (62). Esto se debe a que el condensador de salida del convertidor tiende a despreciarse para las frecuencias de interés, provocando esta situación. Cabe decir que antes de la frecuencia de resonancia provocada por la inductancia y el condensador la expresión (62) no sería válida, ya que habría que tener en cuenta el condensador.

La frecuencia de corte (f_c) del lazo interno viene dada por la expresión (63).

$$f_c = \frac{V_{out} \cdot R_s \cdot R_{cz}}{V_s \cdot 2\pi \cdot L \cdot R_{ci}} \quad (63)$$

Donde, a partir de (63) si se despeja R_{cz} se calcula el valor correspondiente a dicha resistencia, tal y como se muestra en (64).

$$R_{cz} = \frac{V_s \cdot 2\pi \cdot L \cdot R_{ci} \cdot f_c}{V_o \cdot R_s} \quad (64)$$

Mediante un ajuste típico del lazo de corriente se obtiene un margen de fase de 45° . Para que esto ocurra deben coincidir la frecuencia del cero y la frecuencia de corte del lazo. Con este requisito, el valor del condensador debe ser tal que:

$$C_{cz} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{cz} \cdot f_c} \quad (65)$$

De esta manera, para que no afecte el polo de alta frecuencia del regulador a la atenuación del rizado de conmutación, se sitúa este polo a una frecuencia comprendida entre la mitad de la frecuencia de conmutación y ésta. Por tanto, en la expresión (66) se obtiene el valor de C_{cp} :

$$C_{cp} = \frac{1}{\pi \cdot R_{cz} \cdot f_{sw}} \quad (66)$$

Así, la respuesta en frecuencia que se obtiene a partir de una serie de valores de frecuencia de corte y margen fase es la que se muestra en la Figura 3.25. Los valores que se han fijado para la frecuencia de corte son de 10 kHz y un margen de fase (MF) de 45° .

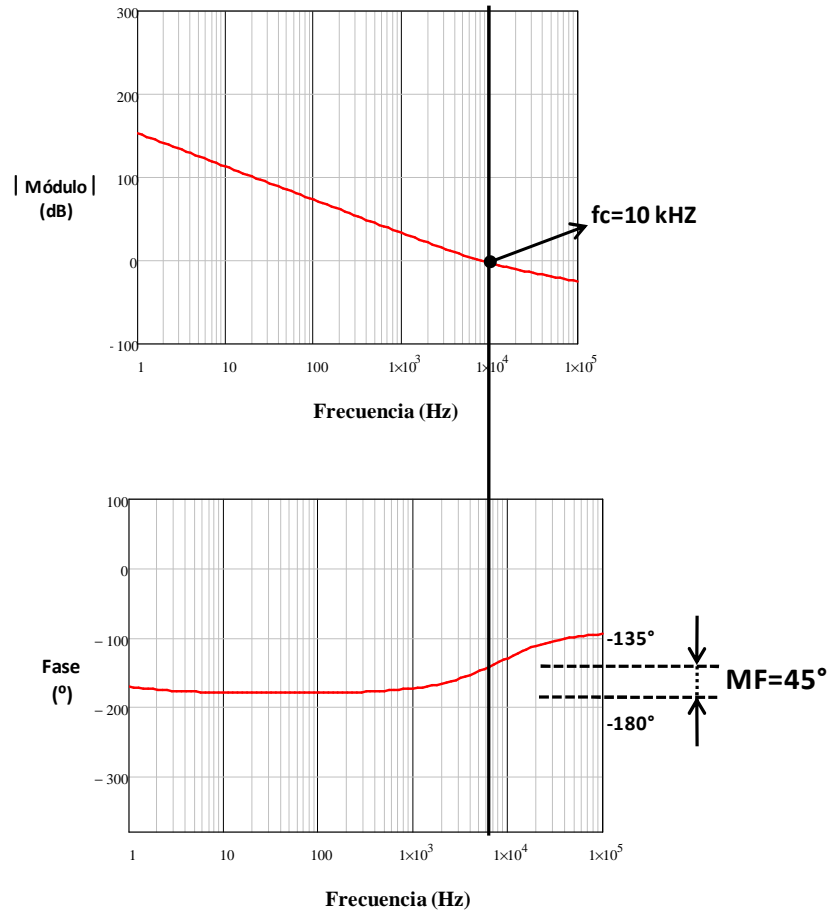


Figura 3.25: Respuesta en frecuencia del lazo de control de corriente

3.2.3.2 Lazo externo de tensión

Para el lazo externo de tensión, hay que tener en cuenta que el controlador de tensión requiere que el ancho de banda sea pequeño y añadir un polo para reducir el rizado en la muestra de la tensión de salida. De esta manera, se consigue que el rizado de la tensión de salida no interfiera en el control y produzca distorsión. La tensión de salida del regulador del lazo externo (V_{Aout}) tiene un rango de variación. Para el caso del integrado UC3854 este rango abarca desde 1 a 5 V. Haciendo un zoom a la Figura 3.13, se puede observar el lazo que se corresponde con el lazo externo de tensión; para ello, dicho diseño del lazo se muestra en Figura 3.26.

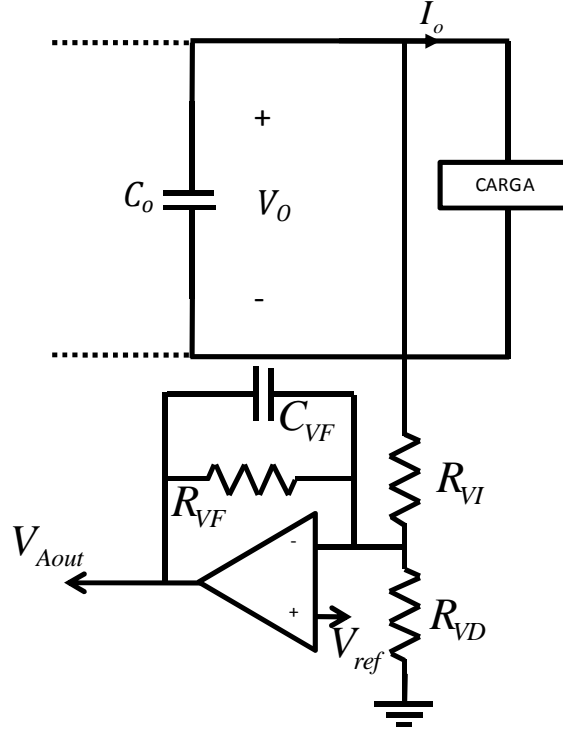


Figura 3.26: Diseño correspondiente al lazo externo de tensión

Por un lado, la ganancia en tensión del convertidor controlado en modo corriente a frecuencias medias atiende a la expresión (67).

$$\frac{\partial V_o}{\partial V_{Aout}} = \frac{Pin}{(V_{Aout,max} - 1) \cdot V_o} \cdot \frac{1}{\omega C_o} \quad (67)$$

Por otro lado, la ganancia que se obtiene en el controlador de tensión, I, a medias frecuencias atiende a la expresión (68).

$$\frac{\partial V_{Aout}}{\partial V_o} = \frac{1}{\omega C_{VF} \cdot R_{VI}} \quad (68)$$

Obtenidas la expresiones (67) y (68), la frecuencia de corte que se presenta para este lazo externo de tensión, se corresponde con la expresión (69).

$$f_{vi}^2 = \frac{Pin}{4 \cdot V_o} \cdot \frac{1}{C_o \cdot C_{vf} \cdot R_{vi} \cdot (2\pi)^2} \quad (69)$$

Despejando el valor del condensador C_{vf} de la expresión (69), se obtiene la expresión (70).

$$C_{vf} = \frac{4 \cdot V_o \cdot C_o \cdot f_{vi}^2 \cdot R_{vi} \cdot (2\pi)^2}{Pin} \quad (70)$$

De esta manera, una vez obtenido el valor de C_{vf} , el valor de la resistencia R_{vf} se calcula de forma que tenga la misma impedancia que el condensador a la frecuencia de corte del lazo externo, f_{vi} . Por tanto, el valor de R_{vf} atiende a la expresión (71).

$$R_{vf} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{vi} \cdot C_{vf}} \quad (71)$$

3.2.4 Lazo Feedforward

Una vez visto el lazo de realimentación, ahora se tiene el lazo Feedforward, el cual desempeña un papel fundamental dentro del circuito para corregir el factor de potencia, puesto que permite soportar tensiones de alimentaciones dentro de un rango determinado. Para un valor de tensión, la amplitud de intensidad controla la potencia.

Por regla general, el integrado UC3854 opera con un rango de la tensión de Feedforward, de 1.4 a 4.5 V. Dicho integrado, contiene en su interior un limitador interno que limita el valor máximo de V_{ff} (4.5 V) cuando éste es superado. El divisor de tensión del lazo para V_{ff} , contiene tres resistencias y dos condensadores, obteniéndose de esta manera dos filtros.

Hay que tener en cuenta que el ancho de banda del lazo de tensión se selecciona de valor menor que la frecuencia de red; de esta forma, el lazo Feedforward mantiene la ganancia del lazo de tensión constante por lo que el ancho de banda se puede aproximar mucho a la frecuencia de red. Este lazo hace que el bucle de tensión realice un control de potencia. Durante este control se introducen segundos armónicos con respecto a la frecuencia de red, debido al rizado que se introduce en la tensión de salida, y al correspondiente rizado del lazo feedforward. Se destaca que estos segundos armónicos son del 66.2%, por tanto la ganancia que debe presentar el lazo feedforward atiende a la expresión (72).

$$G_{ff} = \frac{\%DAT}{66.2\%} \quad (72)$$

La respuesta en frecuencia que se obtiene a partir de este lazo, se caracteriza porque se puede obtener una respuesta equivalente a un polo simple y otra a un filtro de dos polos. Dicha respuesta en frecuencia se puede observar en la Figura 3.27.

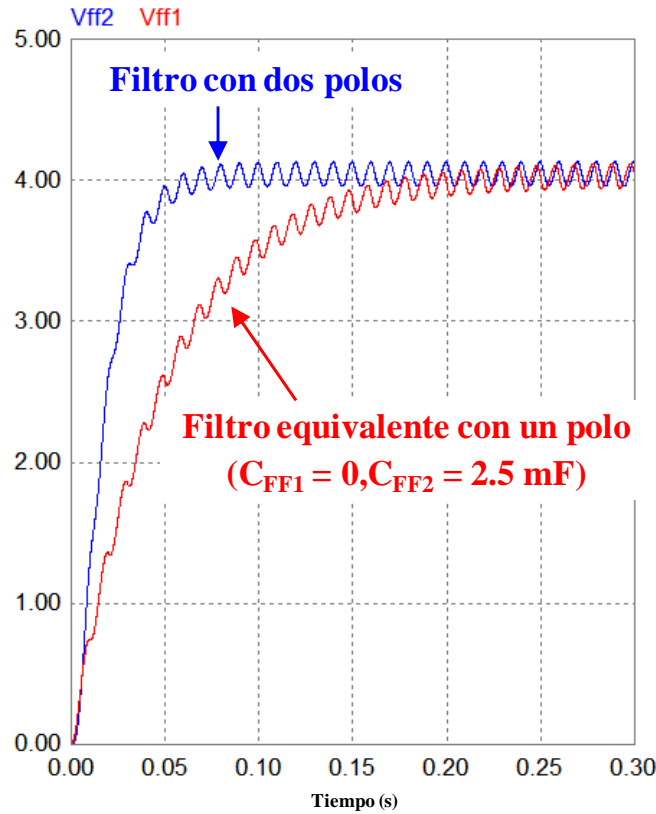


Figura 3.27: Respuesta en frecuencia del lazo Feedforward

Si se observa la respuesta del lazo feedforward mostrado en la Figura 3.27, se pueden observar diferencias entre la utilización de un filtro con un polo y con dos polos. Entre éstas, se puede destacar que el filtro de dos polos, presenta una respuesta más rápida que el equivalente a un polo. La diferencia principal de poder obtener un filtro con uno o dos polos, radica en hacer cero o no, alguno de los dos condensadores que contiene la rama Feedforward. Otra diferencia que se puede obtener, a partir de la Figura 3.27, es el tiempo que se tarda en alcanzar la estabilidad del lazo, puesto que con el lazo de dos polos se alcanza antes, que con el correspondiente al filtro de un polo.

El polo doble se realiza con dos polos simples sintonizados a la misma frecuencia, donde cada sección tiene una ganancia $G_{ff}^{1/2}$, donde las ganancias que se obtienen son las expresadas en las expresiones (73) y (74).

$$G_{ff1}(s) = \frac{R_{ff2} \cdot R_{ff2}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \cdot \frac{1}{1 + js \cdot \frac{R_{ff1} \cdot (R_{ff2} + R_{ff3})}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \cdot C_{ff1}} \quad (73)$$

$$G_{ff2}(s) = \frac{R_{ff3}}{R_{ff2} + R_{ff3}} \cdot \frac{1}{1 + js \cdot \frac{(R_{ff2} \cdot R_{ff3})}{R_{ff2} + R_{ff3}} \cdot C_{ff2}} \quad (74)$$

Estos filtros obtenidos son filtros paso bajo de segundo orden, donde la tensión de salida en continua del convertidor es proporcional al valor medio de la forma de onda de la entrada. Este valor medio es el 90% del valor eficaz de la forma de onda sinusoidal.

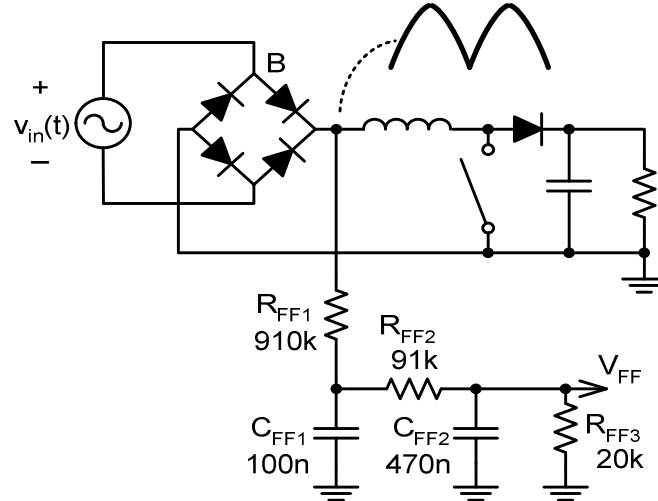


Figura 3.28: Circuito correspondiente al lazo Feedforward con posibles valores de sus componentes

En la Figura 3.28 se muestra la configuración del lazo feedforward. Para el cálculo de sus componentes se atiende a las expresiones de (75) a (77), donde se han de fijar los valores de las resistencias R_{ff1} y R_{ff2} , puesto que con estos valores fijados se obtendrán los valores del resto de componentes del lazo.

A partir de estos valores de resistencias, se obtiene el valor de la resistencia que falta, R_{ff3} , por medio de la expresión (75).

$$R_{ff3} = V_{ffmax} \cdot \frac{R_{ff1} + R_{ff2}}{0.9 \cdot V_{in,max}} \quad (75)$$

donde:

- V_{ffmax} , atiende a los 4.5 V fijados según las especificaciones del UC3854.
- $V_{in,max}$, corresponde al valor de tensión máximo que se ha establecido en la fuente universal.

A continuación, en las expresiones (76) y (77) se va a mostrar el cálculo de los condensadores del lazo.

$$C_{ff1} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_p \cdot R_{ff2})} \quad (76)$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_p \cdot R_{ff3})} \quad (77)$$

El valor de la frecuencia de los polos de este lazo feedforward, f_p , atiende a la expresión (78), donde f_r representa el doble de la frecuencia de red.

$$f_p = 2 \cdot \sqrt{G_{ff}} \cdot f_r \quad (78)$$

3.2.5 Controlador UC3854

Este integrado contiene el circuito necesario para llevar a cabo el control del Corrector del factor de Potencia. El UC3854 es diseñado para implementar el control en modo corriente, sin embargo, posee la capacidad de poder ser usado para una gran variedad de topologías y diferentes métodos de control.

Por otra parte, si se observa la Figura 3.29, se puede ver que en la parte izquierda superior, se realiza una operación de comparación. La salida de ambos comparadores debe permitir que el UC3854 pueda operar de forma correcta, puesto que dicha comparación se caracteriza porque se corresponde con la tensión de alimentación del integrado. También se destaca la inversión de la entrada de la tensión de error del amplificador, en el pin-11, la cual es llamada V_{sens} . Los diodos que se observan en el pin-11, son diodos ideales e indican que la entrada al amplificador de la conexión no inversora se conecta a 7.5 V de continua. Esta configuración empleada, permite que el lazo en modo tensión opere antes de que la tensión de salida haya alcanzado su punto de operación y tenga que eliminar el punto de sobrecarga que se produce

La salida de la tensión de error amplificada, V_{Aout} , está disponible en el pin-7, donde también es la entrada al multiplicador del integrado. La otra entrada al multiplicador, como se observa en la Figura 3.29, es el pin-6 (I_{ac}), el cual se corresponde con la forma de onda de la entrada después de haber sido rectificada.

La entrada del lazo Feedforward, V_{ff} , es el pin-8 y como se puede observar, este valor es elevado al cuadrado por parte del UC3854, antes de realizar la operación del divisor con la tensión proveniente de la tensión de error amplificada y llevar dicha operación a la otra entrada del multiplicador. Se hace uso de la corriente I_{set} , en el pin-12, puesto que es usada en el multiplicador ya que se emplea como limitador de la corriente máxima de salida de éste. La corriente de salida que se obtiene del multiplicador, es I_{mo} , donde se puede obtener en el pin-5, la cual, además es conectada a la entrada no inversora del amplificador de error de corriente.

La entrada inversora del amplificador de corriente se conecta al pin-4, I_{sens} . La salida de esta corriente se compara con un modulador de ancho de pulsos (PWM). De esta manera, la salida de este comparador se compara con la rampa que se genera a partir del pin-14, C_T . A la salida de este último paso, se llega a un biestable que, a su vez, este conduce la alta corriente de salida por el pin-16.

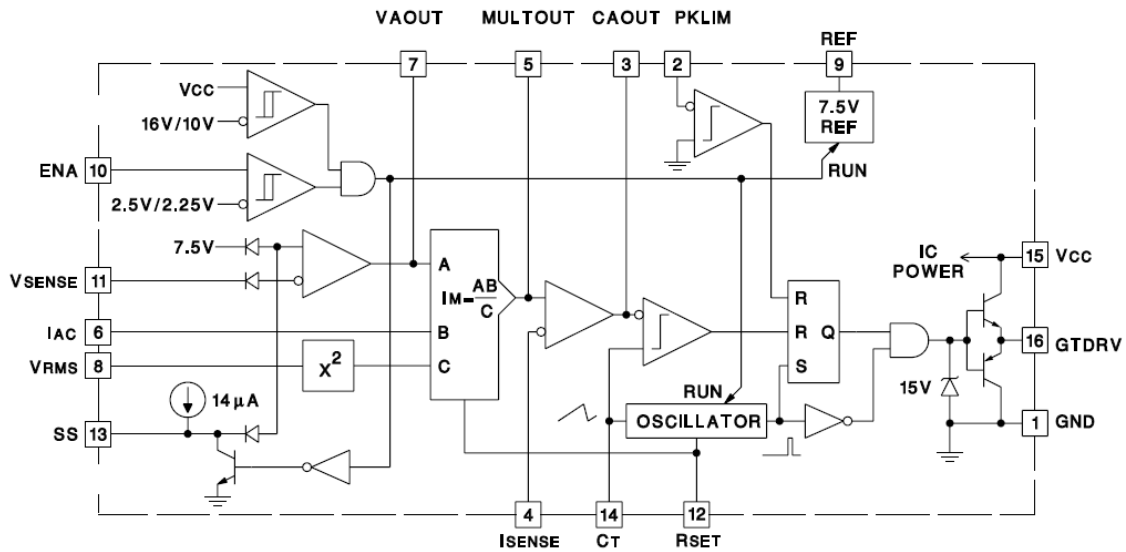


Figura 3.29: Diagrama de bloque para el UC3854

A modo resumen, la función de cada uno de los pines del integrado son:

NÚMERO DE PIN	DESCRIPCIÓN
PIN-1: GND	Todas las tensiones son medidas con referencia a tierra.
PIN-2: PKLMT (Limitación de pico)	El umbral para PKLMT es 0.0 V. Conectar esta entrada a la parte de la tensión negativa del sensado en la resistencia Rs.
PIN-3: CA Out (Salida del amplificador de corriente)	Salida del regulador (V_{comp}) que se compara con el diente de sierra.
PIN-4: Isense (Corriente sensada negativa)	Entrada negativa (-) del amplificador de corriente. Conectada a GND a través de una resistencia R_{ci} . El valor medio de la tensión en este pin es cero
PIN-5: Mult Out (Multiplicador de salida y corriente sensada positiva)	Salida del multiplicador y entrada positiva (+) del amplificador de corriente. El valor medio de tensión en este pin en régimen permanente es cero.
PIN-6: I_{AC} (Corriente AC de entrada)	Medida de la tensión de red. La corrección del factor de potencia hace que el valor medio en cada periodo de conmutación de corriente de red sea proporcional a este valor. La tensión en Iac es de 6 V y la corriente máxima debe

	ajustarse a 0.6 mA.
PIN-7: VA Out (Tensión del amplificador de salida)	Salida del regulador de la tensión de salida.
PIN-8: V_{rms} (Tensión de línea eficaz)	Entrada de la muestra de la tensión de red para realizar la función feedforward.
PIN-9: REF (Referencia de la tensión de salida)	Referencia de tensión 7.5 V. Sirve para polarizar lac (pin-6) y la limitación de pico (pin-2)
PIN-10: ENA (Enable)	Habilita la salida PWM, la tensión e referencia y el oscilador.
PIN-11: Vsense (Tensión del amplificador invertido de la entrada)	Entrada negativa (-) del amplificador de tensión. Se conecta a una muestra de la tensión de salida. Su tensión en régimen permanente se ajusta a 7.5 V.
PIN-12: Rset (Corriente de carga del oscilador y límite del multiplicador)	Conectado a una resistencia que programa la corriente de carga del oscilador y la máxima corriente de salida del multiplicador.
PIN-13: SS (Arranque suave)	Soft Start. Se conecta a un condensador que se carga con 14 µA. La tensión en este pin será la tensión de referencia del regulador de tensión cuando su valor sea menor a 7.5 V.
PIN-14: C_T (Tiempo de oscilación del condensador)	Se conecta una capacidad que junto con R _{set} fijan la frecuencia del oscilador. $F = \frac{1.25}{R_{set} \cdot C_T}$
PIN-15: Vcc (Tensión de alimentación positiva)	Tensión de alimentación mayor de 17 V y menor de 35 V. Demanda al menos 20 mA.
PIN-16: G_T D_{rv} (Driver de la puerta)	Salida PWM con driver para la puerta del Mosfet 200 mA.

Tabla 3.1: Descripción de cada uno de las conexiones del UC3854

Consideraciones importantes a tener en cuenta con el UC3854

- En el UC3854, el valor de I_{AC} variará entre 0 y 400-600 µA. La tensión en el pin-6 es de 6 V.



- *En el UC3854, $V_{ff}(\text{pin-8})$ tiene dos límites: el superior 4.5 V y el inferior 1.414 V. Es más adecuado superar el superior que llegar a menor tensión que el límite inferior.*
- *En el UC3854, la muestra de tensión de salida en régimen permanente se ajusta a 7.5 V.*





Capítulo-4: Validación mediante simulación

4	VALIDACIÓN MEDIANTE SIMULACIÓN	95
4.1	Validación mediante simulación	95
4.2	Breve conclusión sobre validación	105



4 Validación mediante simulación

4.1 Validación mediante simulación

En este Capítulo se muestran las diferentes simulaciones que se han obtenido en función de cómo ha sido configurado el circuito y en concreto de la configuración de los lazos de control. El circuito implementado en PSIM® para llevar a cabo la validación se muestra en la Figura 4.1.

En primer lugar, se deben fijar los parámetros para la planta del convertidor Elevador, así, en función de éstos, se obtienen los valores de la bobina y el condensador según se ha explicado a lo largo del Capítulo 3 (expresiones (51) y (54)). Los valores obtenidos para la planta del Elevador se encuentran recogidos en la Tabla 4.1.

<u>CIRCUITO DE POTENCIA(datos de la planta)</u>
$V_{in} = 88\text{-}275V_{rms}$
Condensador entrada (C_{in}) = $0.47 \mu F$
$L = 0.89 \text{ mH}$
$C_o = 544 \mu F$
$R_{load} = 533.3 \Omega$
$V_o = 400 \text{ V}$
$P_o = 300 \text{ W}$

Tabla 4.1: Datos introducidos para la planta del convertidor Elevador

Por otra parte, se debe caracterizar la etapa de control del convertidor. Ésta se configura en función de la planta y de los lazos feedback y feedforward. Para el lazo feedback, hay que seleccionar una frecuencia de corte y margen de fase para el regulador del lazo interno de corriente al igual que para (a frecuencias muy bajas) el regulador empleado para el lazo externo de tensión. Hay que destacar que para un buen funcionamiento del sistema la frecuencia de corte de este lazo debe de estar situada por debajo de la frecuencia de red. De este modo se consigue que el rizado de la tensión de salida no se introduzca en el lazo de control y perturbe por tanto la referencia de corriente del lazo interno. Utilizando la metodología propuesta en el Capítulo 3 se obtienen los valores de todas las componentes del sistema.

A lo largo del presente epígrafe se van a llevar a cabo una serie de simulaciones realizadas con PSim®. Mediante estas simulaciones se pretende, por un lado, validar el procedimiento de cálculo automatizado implementado y, por otro, realizar una comparación entre las distintas posibilidades de diseño del lazo de control. Estas posibilidades residen en la variación de la frecuencia de corte y el margen de fase de los lazos de control. Como resumen de las simulaciones que se van a presentar a continuación, se tiene la Tabla 4.2.

SIMULACIÓN	CONFIGURACIÓN LAZO INTERNO	CONFIGURACIÓN LAZO EXTERNO
1	$f_c = 15 \text{ kHz}$ $MF = 45^\circ$	$f_c = 30 \text{ Hz}$
2	$f_c = .15 \text{ kHz}$ $MF = 10^\circ$	$f_c = 30 \text{ Hz}$
3	$f_c = 3 \text{ kHz}$ $MF = 45^\circ$	$f_c = 30 \text{ Hz}$
4	$f_c = 3 \text{ kHz}$ $MF = 10^\circ$	$f_c = 30 \text{ Hz}$
5	$f_c = 15 \text{ kHz}$ $MF = 45^\circ$	$f_c = 50 \text{ Hz}$
6	$f_c = 15 \text{ kHz}$ $MF = 45^\circ$	$f_c = 200 \text{ Hz}$

Tabla 4.2: Tabla resumen con las simulaciones realizadas con PSim®

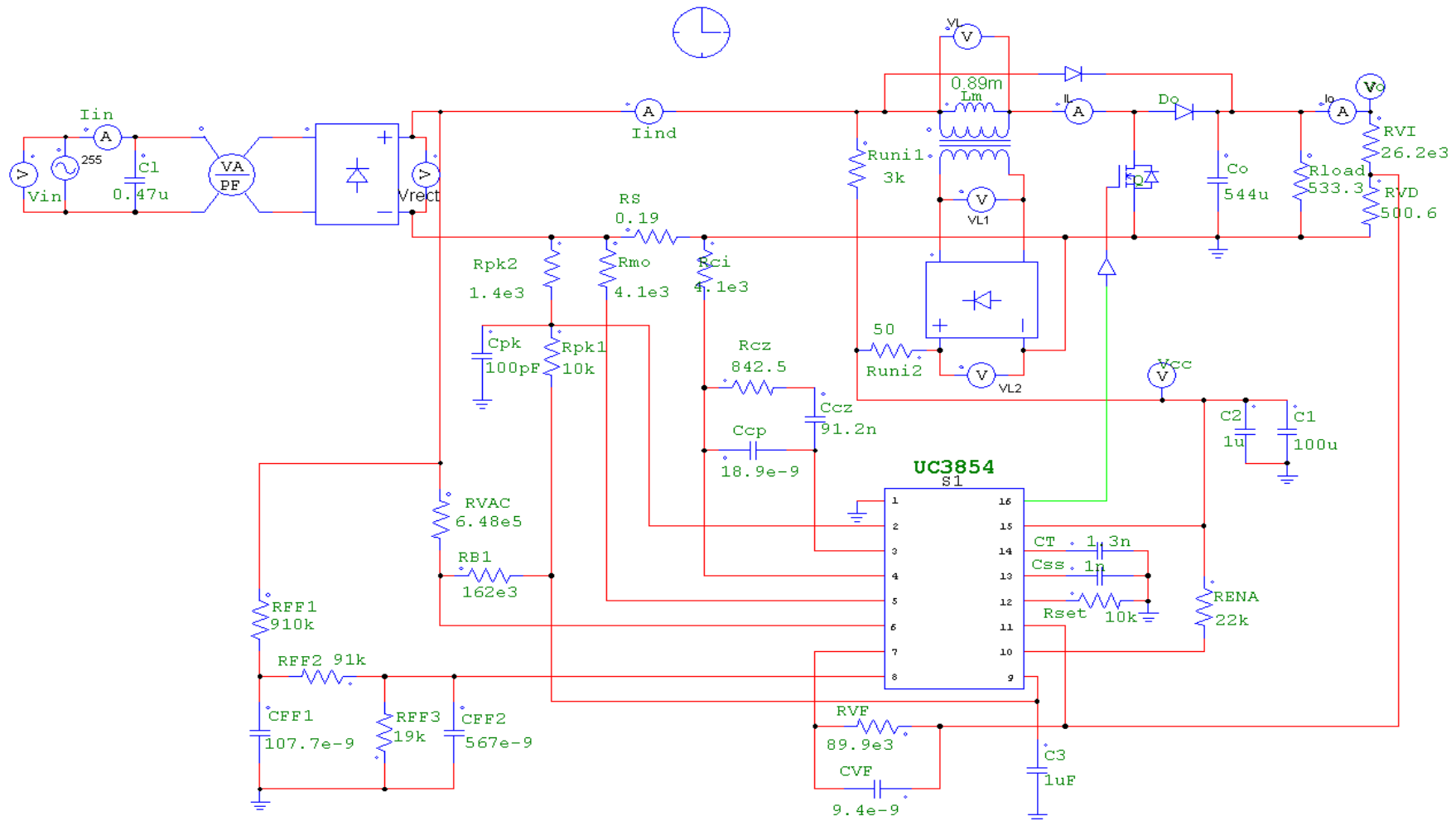


Figura 4.1: Circuito completo del CFP realizado con PSim® para la obtención de las simulaciones

En la Figura 4.2 se observa el circuito esquemático completo implementado en PSim®, para el Corrector del Factor de Potencia que se pretende validar y analizar. En esta figura se ha separado la etapa de potencia y la etapa de control.

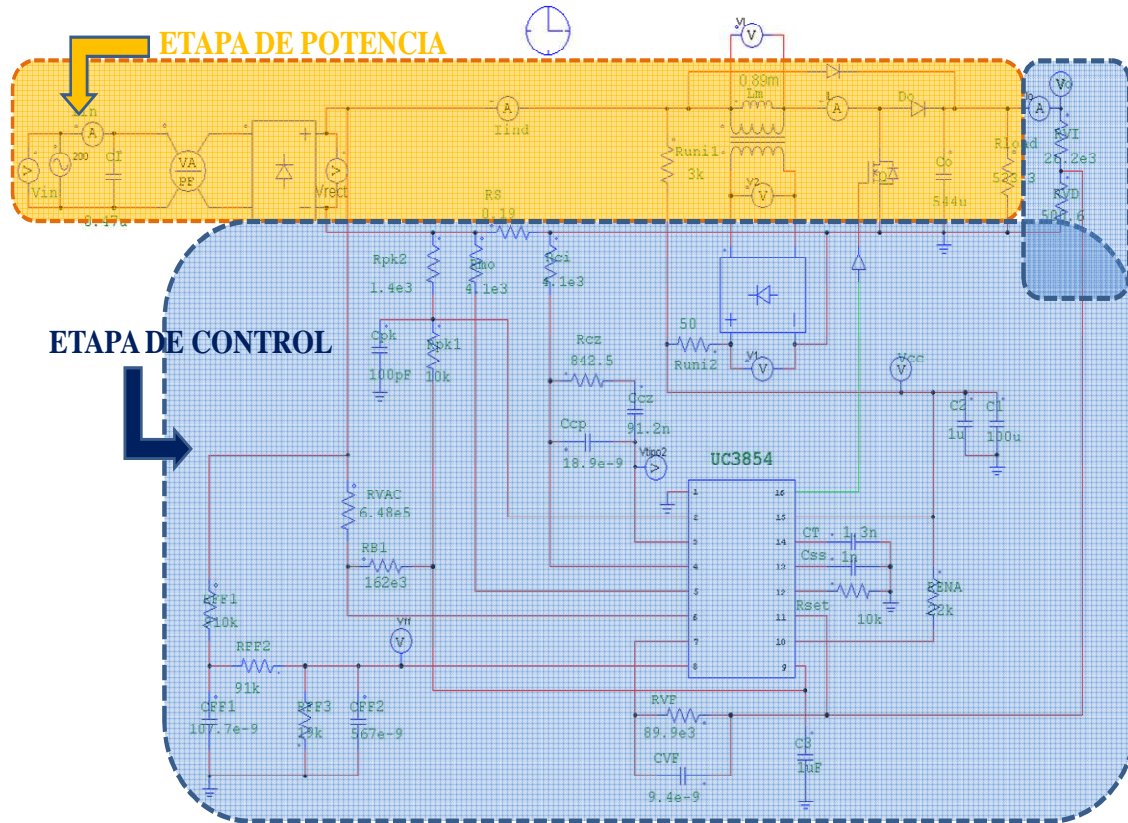


Figura 4.2: Circuito esquemático implementado en PSIM con indicativo de cada una de las dos etapas.
Naranja: etapa de potencia. Azul: etapa de control.

Una vez se ha visto el circuito esquemático implementado para la validación y análisis del sistema, se muestran a continuación las simulaciones correspondientes a la Tabla 4.2. En todas ellas, se ha efectuado un escalón en la corriente de salida para observar el comportamiento del sistema ante este tipo de perturbación dependiendo de la configuración del lazo de control. Las tres primeras simulaciones corresponden a una variación en el lazo interno, mientras que las dos últimas mantienen el lazo interno fijo cambiando exclusivamente la dinámica del lazo externo.

SIMULACIÓN-1:

LAZO INTERNO		LAZO EXTERNO
$f_c = 15 \text{ kHz}$	$MF = 45^\circ$	$f_c = 30 \text{ Hz}$

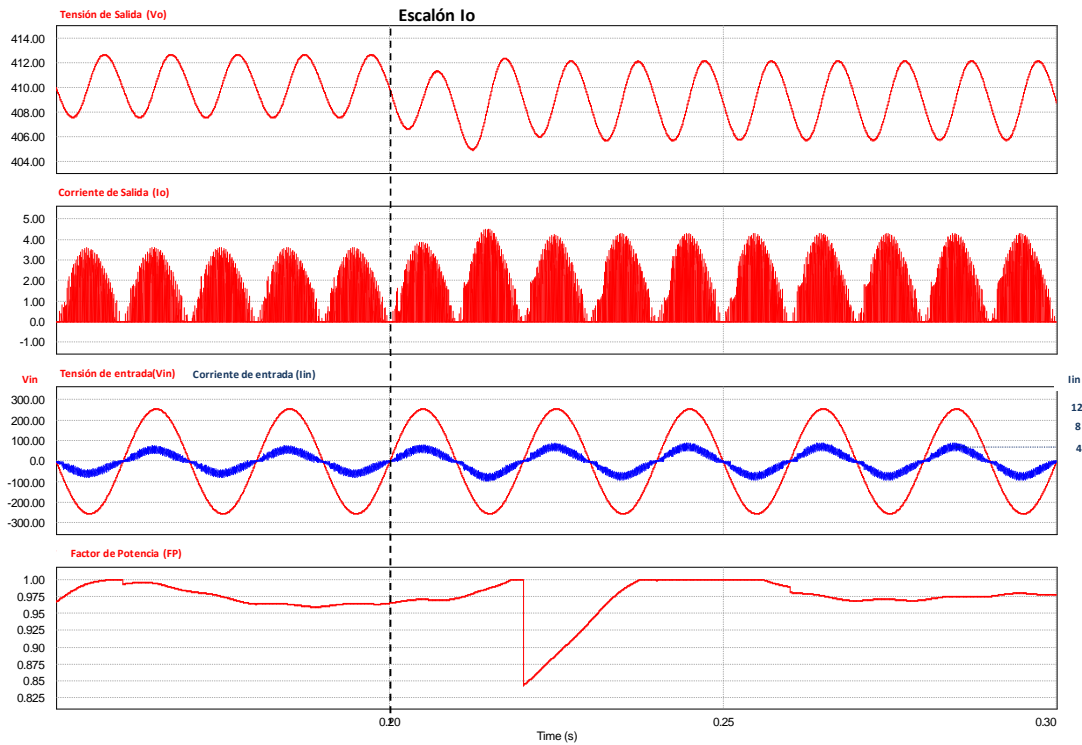


Figura 4.3: Simulación obtenida para los valores fijados del lazo externo e interno de control

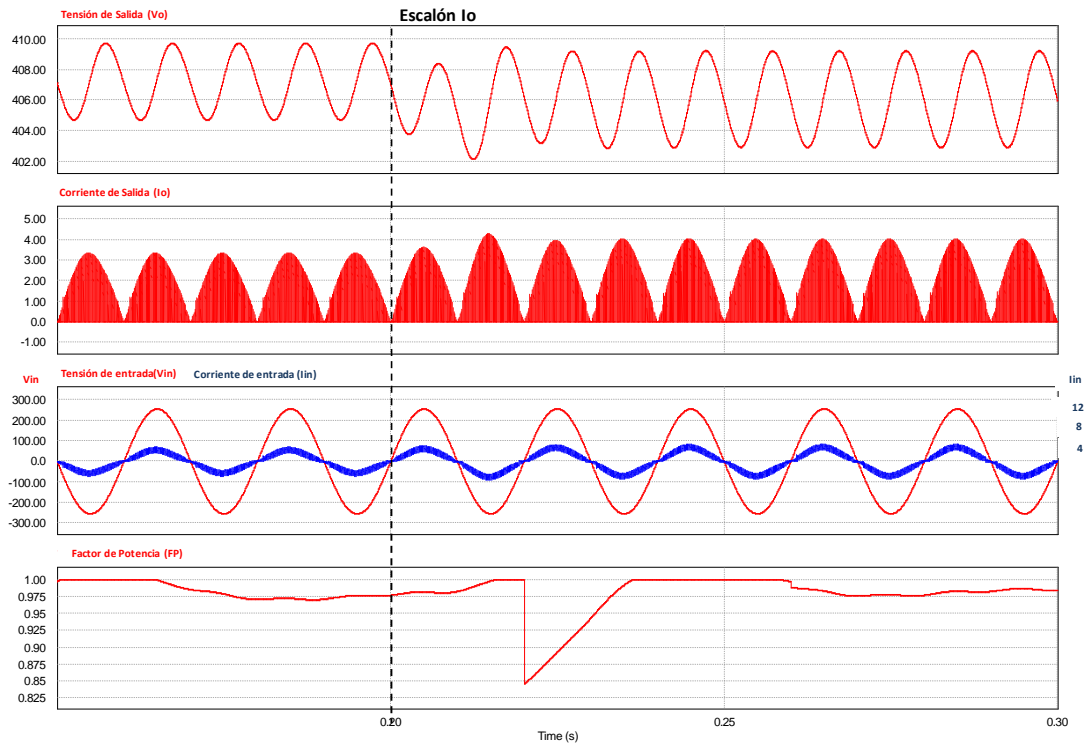
Tal y como se puede observar en Figura 4.3, el funcionamiento del sistema es el esperado, puesto que se están obteniendo los 400 V a la salida del convertidor con un alto factor de potencia, el cual se encuentra en torno a 0.97. Como se puede ver, la tensión de salida posee un rizado a 100Hz, lo que es el doble de la frecuencia de red marcada, pero gracias al lazo externo diseñado, este rizado no interfiere en el control, puesto que no se observan distorsiones elevadas.

Hay que destacar que la corriente de entrada se ha multiplicado por veinte para poder observarla superpuesta a la tensión de entrada y así comprobar que realmente pulsan en fase.

Ante la perturbación en la corriente de salida, el sistema sufre un breve transitorio retornando a régimen permanente manteniendo el factor de potencia en los valores anteriores.

SIMULACIÓN-2:

LAZO INTERNO		LAZO EXTERNO
$f_c = 15 \text{ kHz}$	$MF = 10^\circ$	$f_c = 30 \text{ Hz}$

**Figura 4.4:** Simulación obtenida para la variación del margen de fase para el lazo interno de corriente

En este caso en el que se ha disminuido el margen de fase del lazo interno, el funcionamiento es análogo al anterior. Esto lleva a realizar una breve conclusión, la cual se basa en que el margen de fase marcado no influye en el comportamiento ante un escalón en la corriente de salida.

Por el motivo explicado, la siguiente simulación trata de variar la frecuencia de corte del lazo interno dejando fijo el margen de fase al máximo posible para el regulador seleccionado, en este caso 45° .

SIMULACIÓN-3:

LAZO INTERNO		LAZO EXTERNO
fc = 3 kHz	MF = 45°	fc = 30 Hz

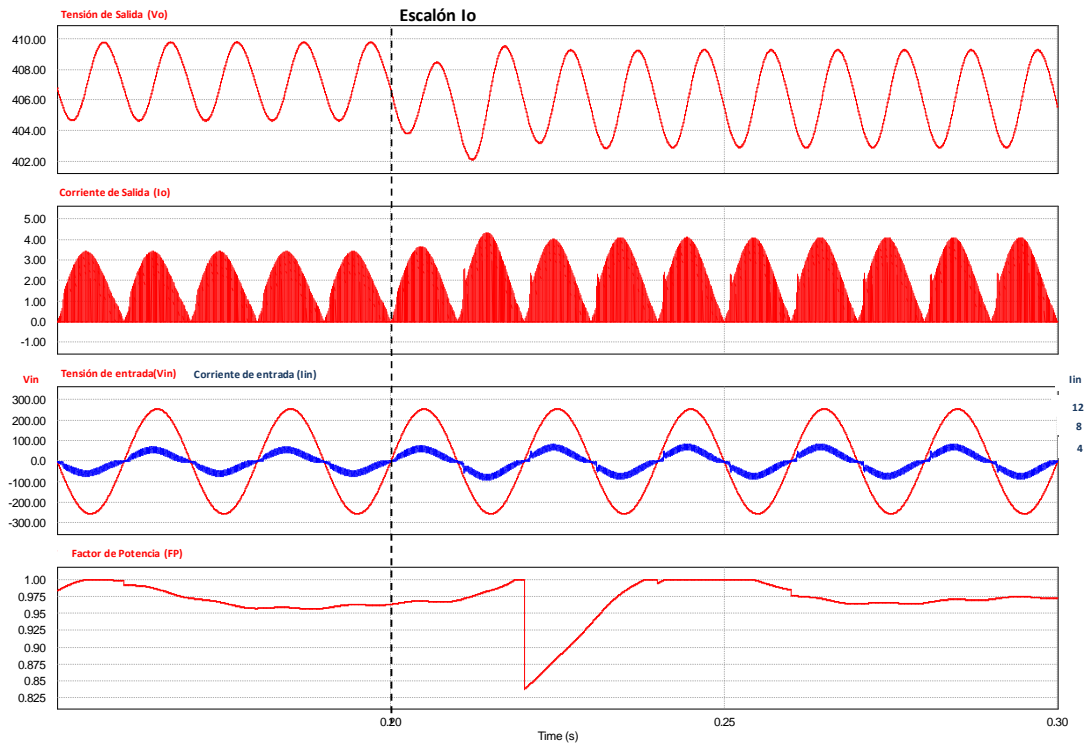


Figura 4.5: Simulación obtenida para la variación de la frecuencia de corte del lazo interno de corriente a una frecuencia de 3 kHz

Manteniendo la dinámica del lazo externo y reduciendo el ancho de banda del regulador del lazo interno hasta los 3kHz, los resultados obtenidos son muy similares a los de las simulaciones anteriores en las que el lazo externo poseía mucho más ancho de banda.

SIMULACIÓN-4:

Con el fin de establecer un límite de funcionamiento del sistema según se establezca la dinámica del lazo interno, se reduce el ancho de banda de éste en la siguiente simulación hasta los 500Hz para observar el comportamiento.

LAZO INTERNO		LAZO EXTERNO
fc = 500 Hz	MF = 45°	fc = 30 Hz

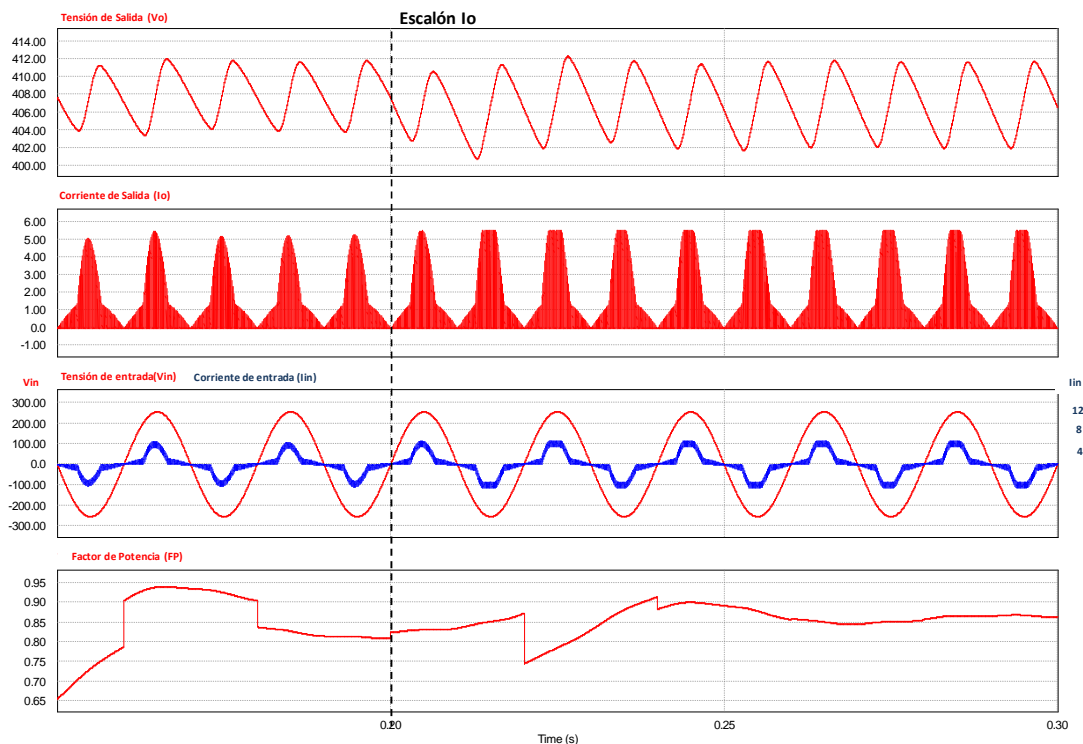


Figura 4.6: Simulación obtenida a partir de la disminución de la frecuencia de corte del lazo interno de corriente a 500 Hz

En primer lugar cabe destacar que el rizado de la tensión de salida ya no es sinusoidal, por lo tanto el regulador de corriente no está siendo capaz de seguir la referencia impuesta por el multiplicador. Debido a este efecto, la corriente de entrada se distorsiona en gran medida, produciéndose, al mismo tiempo, un desfase respecto la tensión de entrada. Esto conlleva a que el factor de potencia del sistema se vea reducido.

Como una breve conclusión sobre las simulaciones realizadas variando la dinámica del lazo interno, cabe decir que en bajas frecuencias el control no es capaz de seguir la referencia marcada, provocándose una distorsión elevada de la corriente de entrada.

SIMULACIÓN-5:

Una vez visto el funcionamiento y las limitaciones de diseño del lazo interno, se va a tratar de modificar la dinámica del lazo externo a través del grado de libertad que se tiene según el regulador implementado, el cual es la frecuencia de cruce del lazo abierto del sistema.

LAZO INTERNO		LAZO EXTERNO
fc = 15 kHz	MF = 45°	fc = 50 Hz

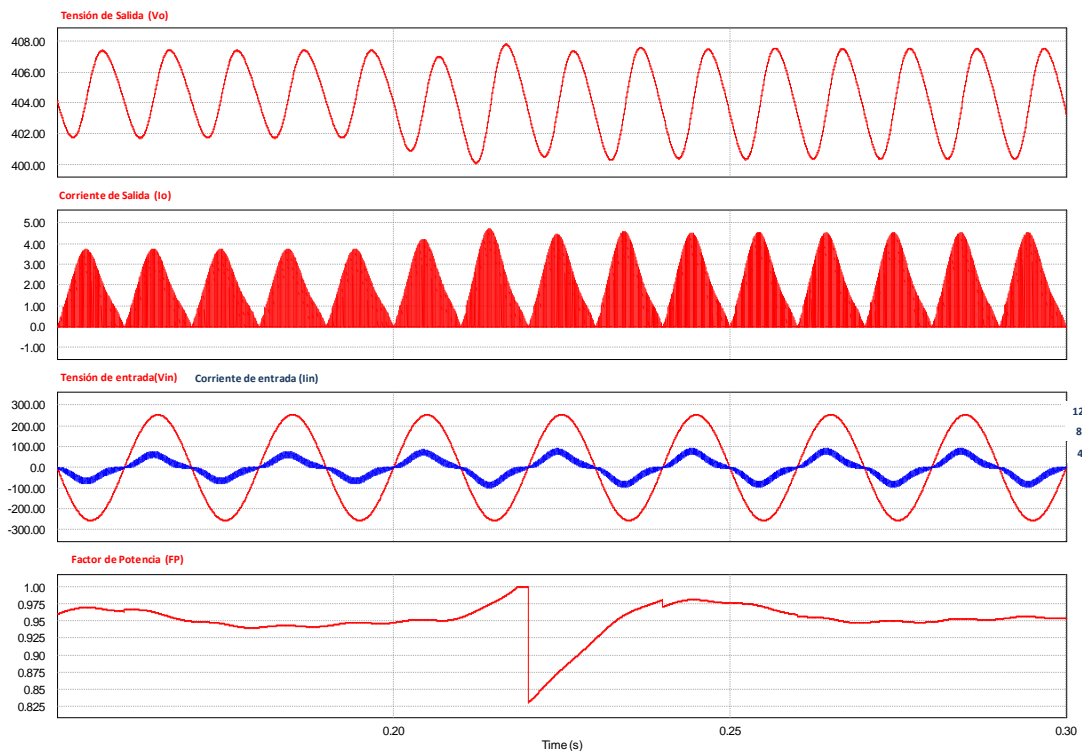


Figura 4.7: Simulación obtenida a partir de una cambio en la frecuencia de corte del lazo externo de tensión, cuya frecuencia es de 50 Hz

En esta simulación se observa una degradación en el factor de potencia del sistema debido al aumento de la frecuencia de corte del lazo externo. Por otro lado cabe destacar que ante el escalón de la corriente de salida el sistema se estabiliza correctamente.

SIMULACIÓN-6:

Con objeto de representar el efecto, ya comentado a lo largo del documento, del establecimiento de una frecuencia de corte del lazo externo por encima de la frecuencia de red, se presenta la siguiente simulación.

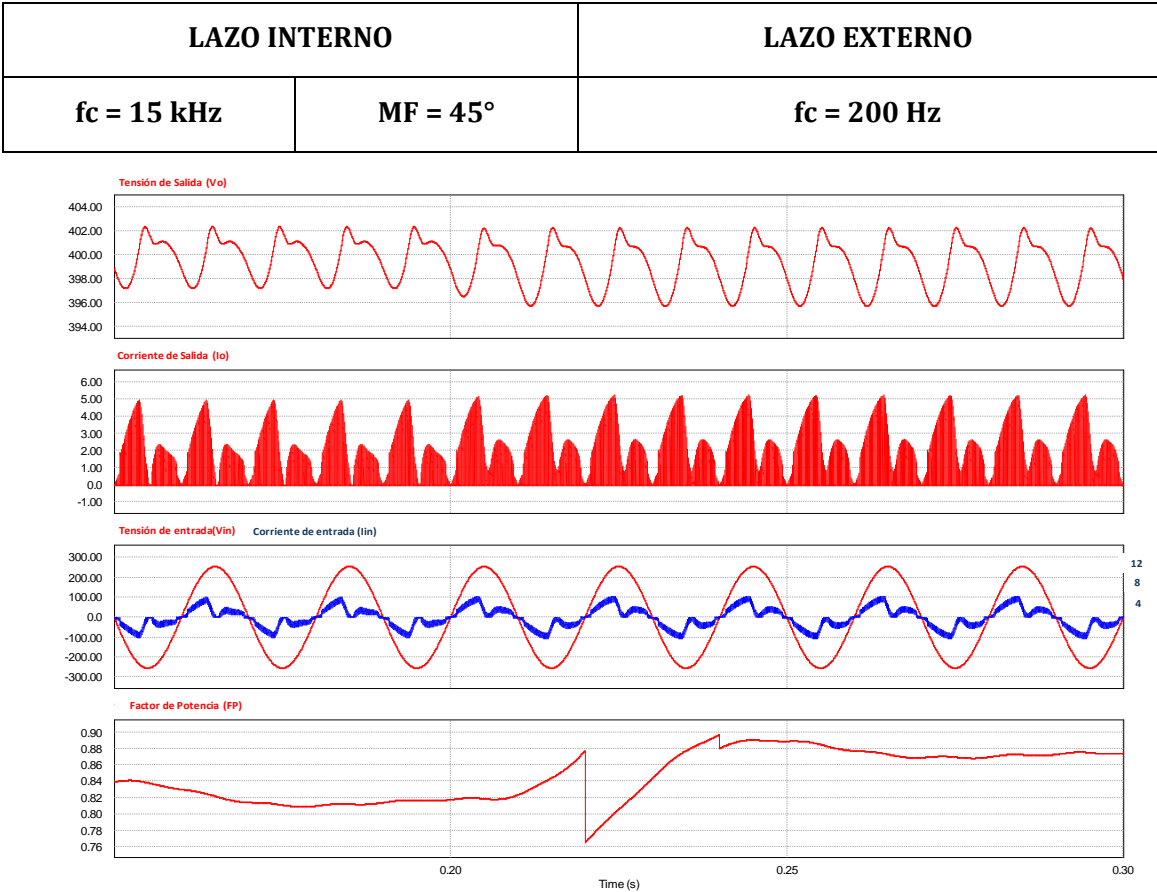
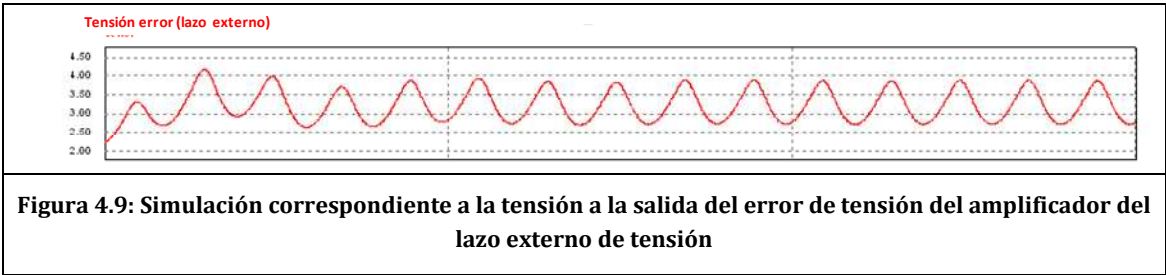


Figura 4.8: Simulación obtenida para el cambio brusco de la frecuencia de corte del lazo externo de tensión, cuya frecuencia es 200 Hz

Como se puede observar, el funcionamiento del sistema no es el adecuado, puesto que la corriente de entrada aparece bastante distorsionada debido a la presencia de subarmónicos. Esto ocurre debido a que el rizado de la tensión de salida se introduce dentro del control puesto que la frecuencia de corte del lazo se encuentra por encima de la frecuencia de red (ver Figura 4.9).



SIMULACIÓN-7:

Como última simulación se presenta la validación del sistema ante cambios en la red de alimentación con el fin de observar el funcionamiento del sistema ante fuente universal. Por tanto, en la siguiente simulación se modifica tanto la amplitud de la red de alimentación. Hay que destacar que los parámetros de los lazos de control se han fijado como en la Simulación nº1.

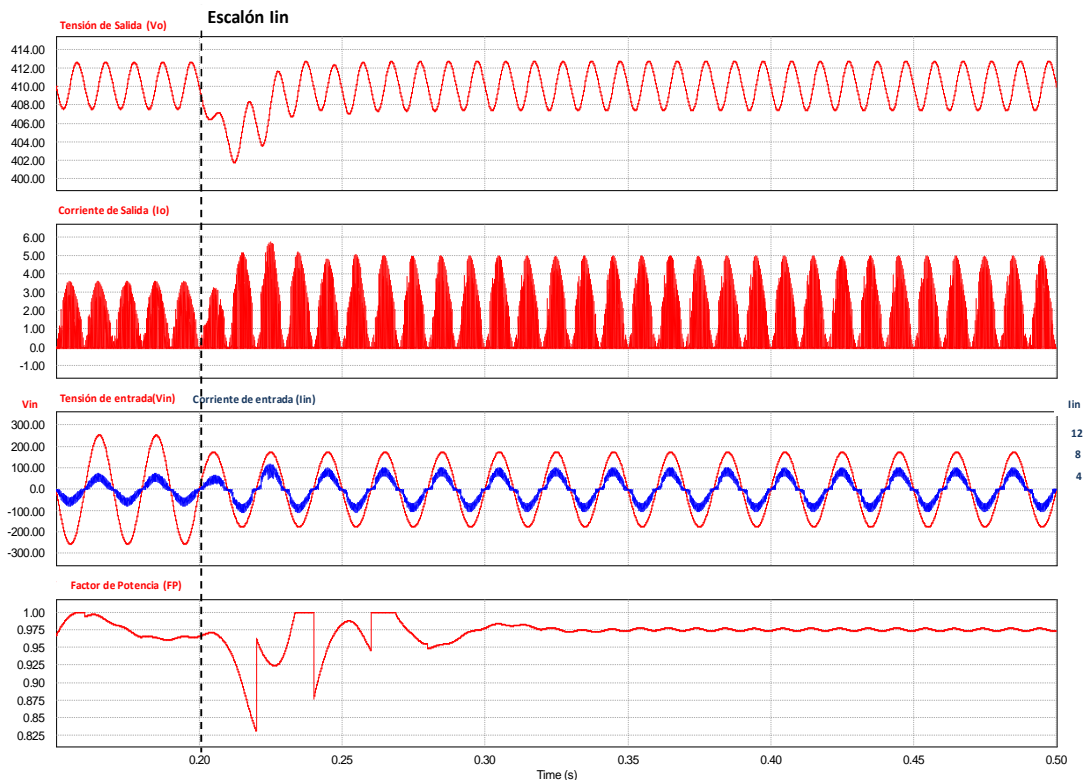


Figura 4.10: Simulación a partir de cambio de la red universal del sistema de alimentación

Ante un cambio en la tensión de entrada, se puede observar como en este caso el sistema reacciona de una forma más lenta que para el caso de un escalón en la corriente de salida. Hay que destacar el correcto funcionamiento del sistema ante esta variación, por lo que se concluye que se dispone de un convertidor con fuente de alimentación universal.

4.2 Breve conclusión sobre validación

Obtenidas todas las simulaciones, se puede concluir comentando que a una misma frecuencia de corte y un margen de fase distinto, el sistema no sufre demasiados cambios, simplemente puede verse influenciado por el valor del factor de potencia que pueda disminuir, pero sin afectar demasiado al sistema.

Como conclusión preliminar, extraída a través de las simulaciones realizadas, se tiene que los parámetros de diseño del lazo externo son más críticos que los del lazo interno. Por otra parte, hay que asegurar una frecuencia de corte del lazo externo por debajo de la frecuencia de red para así evitar que el rizado de la tensión de salida interfiera en el control. De este modo, el funcionamiento es mucho más estable y con mejor rendimiento, Finalmente, el cálculo automatizado del control del convertidor CA/CC con corrector de factor de potencia mediante un elevador ha sido validado satisfactoriamente.



Capítulo-5: Estudio económico

5	ESTUDIO ECONÓMICO	109
5.1	Coste del desarrollo de ingeniería.....	109
5.2	Presupuesto	110



5 Estudio Económico

Este capítulo está dedicado al estudio económico de este Proyecto Fin de Carrera. El presupuesto total consta de la parte de desarrollo teórico, ejecución de la hoja de cálculo, las simulaciones realizadas con el programa PSim® y el tiempo dedicado a la redacción del presente documento.

5.1 Coste del desarrollo de ingeniería

En este punto se tienen: el desarrollo de las actividades de estudio, realización de las hojas de cálculo, simulaciones, realización del cálculo de la bobina y transformador, validación experimental y el desarrollo de la presente memoria. En la Tabla 5.1 se muestra el número total de horas dedicadas a la actividad de ingeniería. Se ha tenido en cuenta que una hora de esta actividad se valora entorno a los 35€/IVA. Sin embargo, dado que a lo largo de la realización del Proyecto se ha invertido una gran parte del tiempo en adquirir conocimientos necesarios para el desarrollo del mismo, el precio antes marcado se reduce hasta los 15€/IVA.

ACTIVIDAD	PRECIO NETO (€/hora)	Nº HORAS DEDICADAS	COSTE (€)
Desarrollo teórico	15	350	5250
Implementación de la hoja de cálculo	15	100	1500
Redacción de la memoria	15	180	2700
TOTAL		630	9450

Tabla 5.1: Costes correspondientes a la parte de la ingeniería

5.2 Presupuesto

El presupuesto final, tras la evaluación de los costes, aplicando el I.V.A. correspondiente, queda como se muestra en la Tabla 5.2.

ACTIVIDAD	COSTES (€)
Desarrollo de ingeniería	9450
TOTAL NETO	9450
I.V.A.(16%)	1515
TOTAL	10962

Tabla 5.2: Presupuesto final del Proyecto

El presupuesto total del Proyecto asciende a la cantidad de **diez mil novecientos sesenta y dos euros**.



Capítulo-6: Conclusiones y trabajos futuros

6	CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS	113
6.1	Conclusiones	113
6.2	Trabajos futuros	114



6 Conclusiones y trabajos futuros

6.1 Conclusiones

Mediante la realización del presente Proyecto Fin de Carrera se pueden extraer una serie de conclusiones, las cuales se pueden dividir en dos ámbitos principales. Por un lado se tienen aquellas conclusiones extraídas del análisis de cada una de las etapas del convertidor y por otro aquellas relacionadas con la hoja automatizada de cálculo generada para el diseño del CFP validada mediante simulación.

Conclusiones extraídas del análisis:

- *Lazo feedforward*: como primera conclusión sobre esta rama, hay que destacar la importancia que desempeña dentro del Corrector del Factor de Potencia puesto que es la encargada de independizar el control del convertidor respecto de la tensión de entrada. De esta forma se consigue disponer de una fuente universal. Por otro lado se puede concluir que un filtro de segundo orden mejora la respuesta de este lazo debido a la mayor eliminación de contenido de alta frecuencia.
- *Lazo feedback*: debido a que este lazo está compuesto por dos lazos de control, las conclusiones se van a extraer para cada uno de ellos por independiente.
 - Lazo interno de corriente: puesto que la tensión de salida se considera constante a la hora del modelado de la planta del convertidor, el condensador de salida se desprecia. Por tanto, la planta a estabilizar por este lazo resulta ser de primer orden. Por otra parte a la hora de implementar este lazo, se debe tener en cuenta que el multiplicador/divisor posee una salida en corriente, por lo tanto, el amplificador de error resulta ser en corriente.
 - Lazo externo de tensión: una vez analizado este lazo, se debe tener en cuenta para su estabilización que la tensión de salida posee un rizado de dos veces la frecuencia de red. Por lo tanto, el ancho de banda de este lazo se debe situar por debajo de la frecuencia de red para asegurarse de que el rizado no se introduce en el control y distorsiona la referencia sinusoidal del lazo interno.

Conclusiones extraídas de la generación de la hoja de cálculo y de la validación mediante simulación:

- Se ha elaborado una hoja de cálculo para la obtención, de forma automática, de todas las componentes del regulador del corrector del factor de potencia mediante elevador. Mediante esta herramienta, cualquier diseñador puede ajustar el control de este tipo de circuitos, ya que en ella se han incluido diagramas de Bode que ayudan en el diseño. Al mismo tiempo que el control se han incluido los cálculos de la inductancia y del condensador requeridos para unos determinados parámetros de operación.
- Respecto a la validación mediante simulación hay que destacar que la herramienta para el cálculo automatizado ha quedado validada. Por otro lado, al realizar las simulaciones y cambiando los parámetros de los lazos de control, se ha observado la influencia de éstos en el sistema.

- El sistema es más sensible a los cambios en el lazo externo de tensión, puesto que la frecuencia de cruce del lazo de control que se imponga, puede hacer o no que el rizado de la tensión de salida perturbe la tensión de error en la salida de este regulador. Esto hace que la referencia de corriente para el lazo interno, obtenida a partir de la rama feedforward, la corriente de línea y dicha tensión de error, no sea sinusoidal, distorsionando gravemente la corriente de entrada y provocando con ello una disminución del factor de potencia.

6.2 Trabajos futuros

A continuación se presentan los trabajos futuros propuestos tras la realización del presente Proyecto:

- Debido a la posibilidad de implementación del convertidor con fuente universal, un trabajo futuro interesante sería el estudio de la inclusión de este sistema en aviónica, ya que estos sistemas trabajan con una frecuencia de 400Hz.
- Por otro lado y también debido a la importancia del lazo feedforward dentro del sistema, sería conveniente realizar un estudio sobre la interacción de este lazo de dinámica muy lenta con los convertidores CC/CC con un ancho de banda elevado.
- Cabe destacar como aplicación para el Corrector del Factor de Potencia, emplear este tipo de circuitos como fuentes de alimentación para el funcionamiento de diodos leds. Hoy en día se está investigando mucho sobre esta aplicación, pero está surgiendo un problema, el cual se corresponde a que la durabilidad de los leds frente a la fuente del CFP es muy diferente, por lo que siempre termina fallando antes el Corrector del Factor de Potencia que los leds, por lo que ante esta situación no se produce una rentabilidad ya que se terminan cambiando las fuentes de alimentación muchos antes que los diodos. Sin embargo, las investigaciones que se están realizando han conseguido que vaya mejorando todos estos aspectos, por lo que la durabilidad de ambas partes se están mejorando (sobre todo las fuentes de alimentación), pero aún sigue sin ser suficiente.

Por otro lado, el desarrollo de este Proyecto no está completo aún, ya que falta por completar la validación mediante resultados experimentales, por lo que una vez obtenidos estos resultados, hay que compararlos con los resultados obtenidos en las simulaciones. Para este propósito, se ha diseñado el Layout de la PCB del circuito, por lo que solamente faltaría soldar las componentes, y comprobar que el funcionamiento de la placa sea correcto para llevar a cabo las medidas pertinentes para cada caso. El diseño de la placa ha sido desarrollado mediante el programa Orcad®, a partir del subprograma Layout de éste. Así, finalizado el diseño de la placa, la huella de la placa será la que se muestra a continuación, en la Figura 6.1.

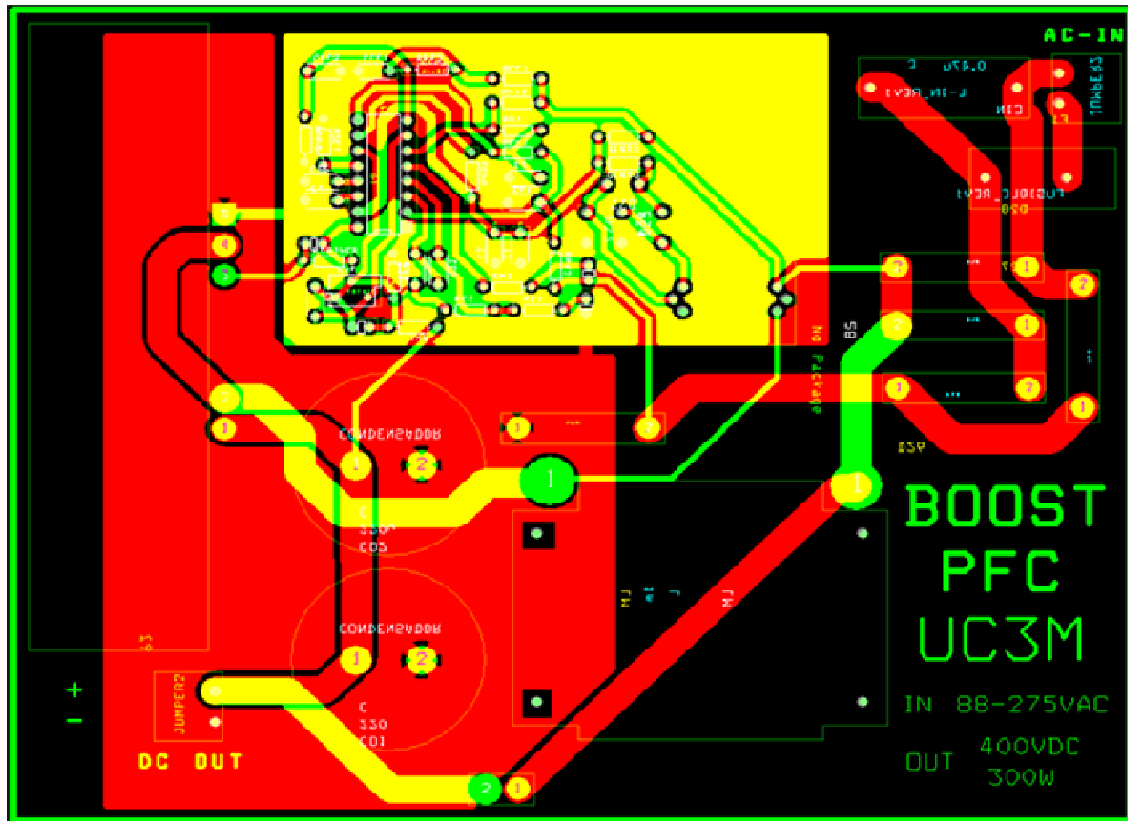


Figura 6.1: Diseño final de la PCB del Corrector de Factor de Potencia para un Elevador mediante el programa Orcad® Layout





Bibliografía y Referencias

Bibliografía.

Compatibilidad Electromagnética

- [1] T. Williams, "EMC Control y Limitación de Energía Electromagnética". Ed. Paraninfo, 1997.
- [2] European Commission DG III-Industry. "EMC. Guide to the application of Directive 89/336/EEC". Office for Official Publications of the European Communities.
- [3] "Compatibilidad Electromagnética" Asociación Española de Normalización y Certificación (AENOR) 1998. Edición en CD-ROM, Serie: Libros Informáticos de AENOR.

Referencias

Compatibilidad Electromagnética, directivas, Marcado CE...

- [4] A. Lázaro, A. Barrado y E. Olías, "Emisión de Armónicos y CEM. Legislación y Normativa aplicable". Mundo Electrónico nº 282, Diciembre 1997.

Compatibilidad Electromagnética / Publicaciones Oficiales y Normas.

- [5] Diario Oficial de las Comunidades Europeas C 105/20- C 105/32 5.4.2001 "Comunicación de la Comisión en el marco de la aplicación de la Directiva 89/336/CEE del Consejo" 2001/C 105/03.
- [6] Official Journal of the European Communities C 359/2- C 359/17 14.12.2000 "Commission Communication in the framework of the implementation of the Council Directive 89/336/EEC" 2000/C 359/02.
- [7] IEC 61000-3-2:1995 + A.1:1997 + A.2:1998, EMC Part 3-2: "Limits- Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)".

Compatibilidad Electromagnética, directivas, Marcado CE...

- [8] "Harmonic analysis per CENELEC Amendment -14 to EN/IEC 61000-3-2" California Instruments, 2001.
- [9] "Compliance Testing to the IEC 1000-3-2 (EN 61000-3-2) and IEC 1000-3-3 (EN 61000-3-3) Standards", Application Note 1273, Hewlett Packard, 1995.
- [10] "Normativa IEC para ensayos EMC de Baja Frecuencia y Sistemas de Medida de Armónicos y Flicker". Jornadas impartidas por Adler Instrumentos, California Instruments y el Dpto. de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Automática de la Universidad Carlos III de Madrid. Marzo de 2000.

Filtros Pasivos.

- [11] E. Maset, E. Sanchis, J. Sebastián, E. de la Cruz, "Improved Passive Solutions to Meet IEC 1000-3-2 Regulation in Low Cost Power Supplies", IEEE International Telecommunications and energy Conference (INTELEC) 1996. Pág. 99- 106.

Compatibilidad Electromagnética, directivas, Marcado CE...

- [12] On Semiconductor, Research Journal. "Power Factor Correction (Handbook)" Rev.3 Aug.2007



-
- [13] O. García, J.A. Cobos, R. Prieto, P. Alou, J. Uceda, "Power Factor Correction: A Survey" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC) 2001. Pág. 8 –13.
 - [14] C. Qiao and K.M. Smedley, "A Topology Survey of Single Stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input Current Shaper", IEEE APEC 2000. Pág. 460-467.

Filtros Pasivos.

- [15] O. García, M.D. Martínez-Avial, J.A. Cobos, J. Uceda, J. González, J.A. Navas. "Harmonic Reducer Converter", IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC), 2000. Pág. 583-587.

Método de la K.

- [16] H. D. Venable, "The k-factor: A New mathematical Tool for Stability, Analysis, and Synthesis," Proceeding of. Powercon 10, San Diego, CA, March 22-24, 1983.

Configuraciones y especificaciones del CFP

- [17] Richard Redl. "Power Factor Correction". Electronic Feasibility Investigations, ELFI S.A.
- [18] R. Redl, "Low Cost Line Harmonics Reduction", IEEE Applied Power Electronics conference (APEC) professional seminar 1995.
- [19] R. Redl, "New Techniques for Line-Harmonics Reduction". Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial (SAAEI), Septiembre 1997.

Integrado de control UC3854:

- [20] Unitrode High Power Factor Preregulator. Application information UC1854/UC2854/UC3854
- [21] Philip C. Todd. Unitrode UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design Application note U-134
- [22] Texas Instruments. UC2854A / UC3854A / UC1854A / UC3854B. Advanced high-power factor preregulator. Rev. Aug. 2003
- [23] Lloyd Dixon Switching power supply control loop design. Unitrode power supply design seminar SEM 800. 1991
- [24] Lloyd Dixon Average current mode control of switching power supplies. Unitrode power supply design seminar SEM 800. 1991





Anexos

